Schaltungssammlung für den Amateur

Zweite Lieferung · 1. Auflage

Militärverlag
der
Deutschen Demokratischen
Republik

Mobile Sammlung
von Grundschaltungen
und Varianten

Herausgegeben von
Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig
und Dipl.-Journ.,
Ing. Wolfgang Stammler

Redaktionsschluß: 19. Mai 1978

Autoren

Blatt 1-3 *Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig/Ing. Klaus K. Streng*
Blatt 1-4 bis 1-6 *Dipl.-Journ., Ing. Wolfgang Stammler*
Blatt 1-7 bis 1-9 *Dipl.-Ing. Rainer Erlekampf*
Blatt 2-1 *Ing. Dieter Mögel*
Blatt 2-2, 9-3 *Dipl.-Ing. Manfred Kramer*
Blatt 3-1, 3-2, 8-15, 8-16 *Prof. Dr. sc. nat. Hans Joachim Fischer*
Blatt 3-3 bis 3-6, 11-9, 11-10 *Dipl.-Phys. Lothar Knapschinsky*
Blatt 4-1 bis 4-4 *Ing. Georg Engel*
Blatt 5-1, 5-2 *Ing. Burkhard Standfuß*
Blatt 5-3 bis 5-8 *Ing. Michael Filon/Dipl.-Ing. Gert Thiele*
Blatt 5-9 bis 5-12, 7-9, 7-10, 8-6, 8-7, 8-14 *Ing. Winfried Müller*
Blatt 5-13 bis 5-15 *Dipl.-Ing. Ralf Bugal*
Blatt 6-1 bis 6-6 *Dipl.-Ing. Günter Warme/HS-Ing. Bernd Graffunder*

Blatt 7-1, 7-2 *Ing. Rolf Anders*
Blatt 7-3 bis 7-6 *Ing. Karl-Heinz Bläsing*
Blatt 7-7, 7-8 *Ing. Wolfgang Hirt*
Blatt 7-11, 7-12, 9-1, 9-2, 9-5, 9-6 *Ing. Karl-Heinz Schubert*
Blatt 8-1 bis 8-3 *Ing. E. A. Frommhold*
Blatt 8-4, 8-5 *Ing. Helmut Hantzsch*
Blatt 8-8, 8-9 *Ing. Günter Pilz*
Blatt 8-10 bis 8-13 *Ing. Wilfried Regel*
Blatt 9-4 *Ing. Karl-Heinz Strötzel*
Blatt 9-7, 11-11 *Dipl.-Phys. Detlef Lechner*
Blatt 10-1 bis 10-9 *Dr. Günter Miel*
Blatt 11-1 bis 11-8 *Rolf Kruse*
Blatt 12-1, 12-2 *Dipl.-Ing. Günter Lang*
Blatt 12-3 *Ing. Klaus Deistung*

1.-26. Tausend
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin 1979
Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539
Lektor: Rainer Erlekampf
Zeichnungen: Heinz Grothmann
Typografie: Helmut Hermann

Vorauskorrektor: Dieter Heinrich
Korrektor: Renate Blankschein
Hersteller: Helga Hennig
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: INTERDRUCK Graphischer Großbetrieb Leipzig – III/18/97
Bestellnummer: 746 077 6
DDR 16,– M

Inhaltsverzeichnis

Kapitel 1 – Einleitung

Prinzip und Benutzungshinweise 1-2
Halbleiterschlüssel 1-3
DDR-Standards, Schaltzeichen der Elektronik und Bezugsquellen für Elektronik-Bauelemente (Blatt 1) 1-4
DDR-Standards, Schaltzeichen der Elektronik und Bezugsquellen für Elektronik-Bauelemente (Blatt 2) 1-5
DDR-Standards, Schaltzeichen der Elektronik und Bezugsquellen für Elektronik-Bauelemente (Blatt 3) 1-6
TTL-Schaltkreise der DDR-Produktion (Blatt 1) 1-7
TTL-Schaltkreise der DDR-Produktion (Blatt 2) 1-8
TTL-Schaltkreise der DDR-Produktion (Blatt 3) 1-9

Kapitel 2 – Stromversorgung

Daten für Netztransformatoren 2-1
Stromversorgung mit integriertem Schaltkreis 2-2

Kapitel 3 – Verstärker

Grundlegende Eigenschaften von Operationsverstärkern 3-1
Aktive Filter für Niederfrequenz 3-2
Vor-und Steuerverstärker für Stereowiedergabe (Blatt 1) 3-3
Vor- und Steuerverstärker für Stereowiedergabe (Blatt 2) 3-4
20-W-Leistungsverstärker für Stereowiedergabe (Blatt 1) 3-5
20-W-Leistungsverstärker für Stereowiedergabe (Blatt 2) 3-6

Kapitel 4 – Musikelektronik

Musikelektronik (Blatt 1) 4-1
Musikelektronik (Blatt 2) 4-2
Musikelektronik (Blatt 3) 4-3
Musikelektronik (Blatt 4) 4-4

Kapitel 5 – Allgemeine Digitaltechnik

Schieberegister (Blatt 1) 5-1
Schieberegister (Blatt 2) 5-2
Digitale Zähltechnik (Blatt 1) 5-3
Digitale Zähltechnik (Blatt 2) 5-4
Digitale Zähltechnik (Blatt 3) 5-5
Digitale Zähltechnik (Blatt 4) 5-6
Digitale Zähltechnik (Blatt 5) 5-7
Digitaler Belichtungszeitgeber (Blatt 1) 5-8
Digitaler Belichtungszeitgeber (Blatt 2) 5-9
Digitaler Belichtungszeitgeber (Blatt 3) 5-10
Digitaler Belichtungszeitgeber (Blatt 4) 5-11
Digitaluhr (Blatt 1) 5-12
Digitaluhr (Blatt 2) 5-13
Digitaluhr (Blatt 3) 5-14
Digitaluhr (Blatt 4) 5-15

Kapitel 6 – Moderne Mikroelektronik

Mikroprozessortechnik (Blatt 1) 6-1
Mikroprozessortechnik (Blatt 2) 6-2
Mikroprozessortechnik (Blatt 3) 6-3
Halbleiterspeicher für Mikrorechner (Blatt 1) 6-4
Halbleiterspeicher für Mikrorechner (Blatt 2) 6-5

Kapitel 7 – Meßtechnik

Einstrahl-Oszilloskop EO 201 (Blatt 1) 7-1
Einstrahl-Oszilloskop EO 201 (Blatt 2) 7-2
Universalmeßgerät (Blatt 1) 7-3
Universalmeßgerät (Blatt 2) 7-4
Universalmeßgerät (Blatt 3) 7-5
A/D-Wandler für Amateurzwecke 7-6
Ansteuerschaltung für elektronische Zähler 7-7
Zähler mit integrierten Schaltkreisen und Anzeigeröhren 7-8
Mehrstelliges Anzeigesystem mit LED-7-Segmentanzeige und automatischer Ausblendung nicht benötigter Nullen 7-9
Dip-Meter (Blatt 1) 7-10
Dip-Meter (Blatt 2) 7-11

Kapitel 8 – Allgemeine Elektronik

FET-Analogschalter – Grundlagen 8-1
FET-Analogschalter – Eigenschaften 8-2
FET-Analogschalter – Anwendungen 8-3
Thermische Probleme bei Transistoren (Blatt 1) 8-4
Thermische Probleme bei Transistoren (Blatt 2) 8-5
Moderne Blitzgeräte 8-6
Daten, Eigenschaften und Anwendungsbeispiele von Thyristoren (Blatt 1) 8-7
Daten, Eigenschaften und Anwendungsbeispiele von Thyristoren (Blatt 2) 8-8
Akkumulator-Ladegerät mit Thyristor 8-9
Helligkeitssteuerung von Glühlampen 8-10
Drehzahlregelung eines Universalmotors (Blatt 1) 8-11
Drehzahlregelung eines Universalmotors (Blatt 2) 8-12
Lichtemitteranzeigebauelemente – Grundlagen und Beispiele 8-13
Kfz-Elektronik (Blatt 1) 8-14
Kfz-Elektronik (Blatt 2) 8-15

Kapitel 9 – Generatoren und Sender

Einfache Tongeneratoren (Blatt 1) 9-1
Einfache Tongeneratoren (Blatt 2) 9-2
Impulsgeneratoren für Meß- und Prüfzwecke 9-3
Quarzoszillatoren 9-4
Sendearten beim Funkverkehr 9-5
Das π-Filter zur Anpassung einer KW-PA-Stufe an die Sendeantenne 9-6
2-m-Amateurfunksender (Blatt 1) 9-7
2-m-Amateurfunksender (Blatt 2) 9-8

Kapitel 10 – Modellfernsteuerung

Grundlagen und Begriffe der Modellfernsteuerung 10-1
AM-Proportionalfernsteuersender *start dp* 10-2
AM-Fernsteuerempfänger *start dp* 10-3
AM-Fernsteueranlage *microprop-proportional 4/6* 10-4
FM-Fernsteueranlage *Multiplex Royal-FM 5 + 2* 10-5
Proportionalrudermaschine (Servo) 10-6
Fahrtregler 10-7
Aufschalteinrichtung mit Relaisausgang: »Speedschalter« 10-8

Kapitel 11 – Empfänger

Schwarzweiß-Fernsehempfänger mit Halbleiterbauelementen Blatt (1) 11-1
Schwarzweiß-Fernsehempfänger mit Halbleiterbauelementen (Blatt 2) 11-2
Schwarzweiß-Fernsehempfänger mit Halbleiterbauelementen (Blatt 3) 11-3
Schwarzweiß-Fernsehempfänger mit Halbleiterbauelementen (Blatt 4) 11-4
Schwarzweiß-Fernsehempfänger mit Halbleiterbauelementen (Blatt 5) 11-5
Schwarzweiß-Fernsehempfänger mit Halbleiterbauelementen (Blatt 6) 11-6
Baugruppen für einen UKW-Empfänger mit IS (Blatt 1) .. 11-7
Baugruppen für einen UKW-Empfänger mit IS (Blatt 2) .. 11-8
Produktdemodulator (Blatt 1) 11-9
Produktdemodulator (Blatt 2) 11-10

Kapitel 12 – Militär-Nachrichtentechnik

Transistorallverstärker TAV 70 (Blatt 1) 12-1
Transistorallverstärker TAV 70 (Blatt 2) 12-2
Mobile Funkstellen der NVA 12-3

Seit die 1. Lieferung dieser Schaltungssammlung erschien, sind einige Jahre vergangen, ein größerer Zeitraum als vorhergesehen. Die Materie, die dem Elektronikamateur beggegnet, hat sich inzwischen stark verändert. Wohl kein anderes Gebiet der Technik kann in dieser Zeit so große Fortschritte aufweisen wie die Elektronik. Das führte zwangsläufig dazu, daß auch der Amateur mit einer Fülle neuer Bauelemente und Prinzipien konfrontiert wurde und wird. Das beweist das vielschichtige Angebot sowohl an Materie wie an Literatur. Während die Röhre nun endlich für die meisten Amateure kaum noch Bedeutung hat (außer in Spezialgeräten oder für Reparaturen), stehen ihnen neben einer großen Anzahl von Transistortypen sowie klein- und mittelintegrierten Schaltkreisen in bipolarer TTL- und unipolarer MOS-Technik bereits hochintegrierte Rechner- und wohl bald auch Mikroprozessor-Schaltkreise aus DDR-Fertigung zur Verfügung.

Eine Schaltungssammlung, die 1978 dieser Lage auf vorgegebenen 100 Blatt Rechnung tragen soll, kann nicht aussehen wie ihr Vorgänger von 1968. Verschoben haben sich nicht nur die Proportionen in Bauelementeeinsatz und Komplexität, sondern vor allem auch bei dem Verhältnis der Gebiete untereinander. Neue, vor 10 Jahren noch gar nicht erkennbare Bauelemente, haben inzwischen große Bedeutung erlangt, die noch zunimmt. Der Elektroniker der 80er Jahre wird nicht mehr ausschließlich in »hardware« denken und operieren können. Der Mikroprozessor mit seinen (scheinbar) unerschöpflichen Möglichkeiten bei begrenzter Typenzahl verschiebt die Tätigkeiten teilweise weg vom Lötkolben auf die »software«-Seite, wenn all das ausgeschöpft werden soll, was in ihm steckt.

Es war nicht leicht, in einer solchen Zeit des »großen Umdenkens« einen Standpunkt zu finden, der beide Seiten berücksichtigt: die Nutzung dieser neuen Potenzen einzuleiten und die große Anzahl an weniger Komplexem interessierter Leser weiterhin mit modernen Schaltungen zu versorgen. Dabei hat die 1968 noch kaum mit vernünftigem Aufwand realisierbare Digitaltechnik gegenüber der »herkömmlichen« Analogtechnik erheblich an Platz gewonnen, und integrierte Schaltkreise sind selbstverständlich nun auf beiden Gebieten wesentlicher Bestandteil der Schaltungen. Auch der Bausteincharakter der ersten Lieferung konnte nicht mehr in voller Konsequenz gewahrt bleiben. Aber auch diese Mappe bietet eine Fülle von Schaltungen, die sich bei Bedarf teilweise miteinander verknüpfen oder variieren lassen. Weit häufiger war es jedoch erforderlich, den Stoff auf mehrere Blätter zu verteilen, um seine Verständlichkeit zu wahren und – soweit möglich und sinnvoll – auch einen Nachbau durch vorgegebene Leiterplattenzeichnungen zu erleichtern. Der »software«-Aspekt kommt dagegen letzten Endes darin zum Ausdruck, daß bei gegenüber der 1. Lieferung neuen Gebieten der Versuch einer kurzen, zusammenfassenden Einführungsdarstellung gemacht wurde. Eine Vertiefung ist für die nächste, in etwa 3 Jahren zu erwartende 3. Lieferung vorgesehen. Dieser kürzere Zeitraum dürfte auch günstigere Bedingungen für das schon in der 1. Lieferung geplante Anknüpfen an Vorangegangenes bieten. Von dieser 1. Lieferung wurde nur ein einziges Blatt übernommen, eine relativ zeitlose Basisinformation zu Netztransformatoren, die den betreffenden Abschnitt abrunden soll vor allem für den »newcomer«, um in der Sprache der Funkamateure zu sprechen. Diese Lesergruppe findet selbstverständlich ebenfalls wieder einige für sie brauchbare Blätter vor. Aus dem Gebiet der militärischen Nachrichtentechnik, das ja vor allem den Amateurfunker als Nachwuchs unserer Nachrichtenspezialisten interessieren wird, bringt die Sammlung demgegenüber wenig. Die Vermittlung dieser Spezialkenntnisse müssen wir der praktischen Ausbildung in der Nachrichteneinheit überlassen.

Vollständige Geräte findet der Leser auf mehreren Gebieten. Dazu gehören auch die modernen Konzepte eines UKW- und eines Schwarzweiß-Fernsehempfängers. Beide demonstrieren den großen Sprung im Vergleich zu 1968.

Wir wünschen, daß allen Lesern diese 2. Lieferung wiederum eine wertvolle Hilfe bei ihrer Tätigkeit auf dem umfangreichen Gebiet der Elektronik sein möge, sei es als Amateure, NVA-Funker oder Werkstattpraktiker.

Wir danken allen Mitarbeitern an diesem Werk für ihre Bereitschaft zur Mitarbeit sowie den Gutachtern, Herrn Dr.-Ing. Lonhard Richter (Digitaltechnik) und Herrn Ing. Karl-Heinz Bläsing (Analogtechnik) für Hinweise und Korrekturen.

Berlin, im Januar 1978 *Die Herausgeber*

1. Pro-Elektron-Bezeichnungsschlüssel für Halbleiterbauelemente

Seit etwa 1960 werden die Halbleiterbauelemente der meisten Hersteller Westeuropas nach einem einheitlichen Bezeichnungsschlüssel gekennzeichnet. Diesen erarbeitete die Vereinigung *Pro-Electron*, die auch Anfang der 30er Jahre den Elektronenröhren-Bezeichnungsschlüssel schuf. Der *Pro-Electron*-Vereinigung gehörten 1976 32 Mitglieder aus 7 westeuropäischen Staaten an. Außerdem verwenden verschiedene Firmen kapitalistischer Staaten anderer Erdteile und einige sozialistische Länder (Ungarische Volksrepublik, Föderative Volksrepublik Jugoslawien) diesen Schlüssel.

Danach besteht die Typenbezeichnung eines Halbleiterbauelements aus 2 bis 3 Buchstaben, gefolgt von einer zwei- bis dreistelligen Zahl. Es bedeuten:

Erster Buchstabe:

A – Germanium
B – Silizium
C – Gallium-Arsenid
R – Verbindungshalbleiter (z. B. Cadmiumsulfid)

Zweiter Buchstabe:

A – Diode für Schalt- und Gleichrichterzwecke
B – Diode mit veränderlicher Kapazität
C – NF-Anfangsverstärkerstufentransistor
D – NF-Leistungsverstärkertransistor
E – *Esaki*-Diode (Tunneldiode)
F – HF-Anfangsverstärkerstufentransistor
G – Mikrowellendiode (Oszillator u. a.)
H – Magnetdiode
K – Hallgenerator für magnetisch offenen Kreis
L – HF-Leistungsverstärkertransistor
M – Hallgenerator für magnetisch geschlossenen Kreis
N – Fotokopplungselement
P – strahlungsempfindliches Bauelement
Q – strahlungserzeugendes Bauelement
R – Thyristor für Gleichrichter kleiner Leistung
S – Transistor für Schaltzwecke kleiner Leistung
T – Thyristor für große Leistungen
U – Leistungsschalttransistor
X – Diode für Frequenzvervielfachung
Y – Leistungsdiode für Gleichrichter und Booster
Z – Diode für Spannungsregelung bzw. -begrenzung (Z-Diode)

Dritter Buchstabe: Mit ihm bezeichnet man nur kommerzielle Bauelemente, d. h. keine Bauelemente der Konsumgüterelektronik. Er wird als »laufende Nummer« zugeteilt, rückwärts im Alphabet zählend (Z, Y, X).

Zahl: Sie stellt ein »laufendes Kennzeichen« dar, das gemäß der bereits vorhandenen Typenzahl von ähnlichen Bauelementen ausgegeben wird. Während Konsumgüterelektronik-Bauelemente dreistellige Zahlen in ihrer Typenbezeichnung haben, verwendet man für kommerzielle Bauelemente zweistellige Zahlen.

Beispiel
BF 199 bedeutet Silizium-HF-Anfangsverstärkerstufen-Transistor für Konsumgüterzwecke, der 199ste dieser Serie.
Weitere Beispiele
AUY 38 kennzeichnet einen Germanium-Leistungsschalttransistor für kommerzielle Zwecke, der 38ste dieser Serie.
BBY 18 bedeutet eine Kapazitätsdiode aus Silizium für kommerzielle Zwecke, die 18te ihrer Serie.
RPY 82 ist die Typenbezeichnung einer Cadmiumsulfid-Fotozelle für kommerzielle Zwecke.

Ausnahmen bestehen für folgende Bauelemente:
a – Referenzdioden und Spannungsbegrenzerdioden
Hier werden ein Buchstabe und eine Zahl angehängt. Der Buchstabe kennzeichnet die Toleranz der Z-Spannung: A = 1%, B = 2%, C = 5%, D = 10%. Die Zahl gibt die technische Z-Spannung in Volt an, wobei anstatt eines Kommas in der Zahl der Buchstabe V verwendet wird.
b – Leistungsgleichrichter und Thyristoren
Eine hinter der Bezeichnung stehende Zahl kennzeichnet die maximal zulässige Spitzenleistung in Volt. Die »umgekehrte« Polarität (Anode am Gehäuse) wird durch ein beigefügtes R angegeben.
c – Strahlungsdetektoren
Eine angehängte Zahl kennzeichnet die Dicke der »deflection«-Schicht in Mikrometern, ein Zusatzbuchstabe gibt die Energieauflösung an. Die Bedeutung dieses Zusatzbuchstabens war 1977 noch nicht einheitlich genormt.

Beispiele zu den aufgeführten Ausnahmen:
BZY 85-D 8V2 ist eine Z-Diode für kommerzielle Zwecke aus Silizium mit 8,2 V Z-Spannung und ± 10% Toleranz.
BXY 96-300 R ist eine Silizium-Gleichrichterdiode für kommerzielle Zwecke für 300 V Spitzen-(Sperr-)Spannung mit der Anode am Gehäuse.
BPX 10-2 K ist ein Silizium-Strahlungsdetektor mit 2 µm Deplectionsschicht und bestimmten Energieniveaus für α- und β-Strahlen. Der *Pro-Electron*-Bezeichnungsschlüssel läßt sich erweitern. Aber trotz der *Pro-Electron*-Bezeichnung verwenden einige der dieser Vereinigung angehörenden Herstellerfirmen nach wie vor eigene Typenbezeichnungen.

Beispiele
IS 45-300, Silizium-Gleichrichter von *Intermetall* (BRD), *TF 78/60*, Germanium-Leistungstransistor von *Siemens* (BRD), *RN 515*, Silizium-Diode von *Cosem* (jetzt *Sescosem*), Frankreich. Dabei handelt es sich allerdings zum größten Teil um Bauelemente einer auslaufenden Produktion.

2. Schlüssel für sowjetische Transistoren und Dioden

Im folgenden werden die wichtigsten Bezeichnungsarten für sowjetische Transistoren und Dioden wiedergegeben, wie sie seit 1964 für Neuentwicklungen in der SU standardtechnisch festgelegt wurden. Damit soll die Klassifizierung solcher im Handel häufig erhältlicher Bauelemente erleichtert werden. Sie werden in lateinischen Buchstaben wiedergegeben.

Beispiel GT 109 A
Die Buchstaben stellen die Bezeichnungselemente 1, 2 und 4, die Zahl das Element 3 dar.
Ihre Bedeutung:
Element 1: Ausgangsmaterial (G Germanium, K Silizium, A Galliumarsenid.
Element 2: Verwendungszweck (A Höchstfrequenzdiode, W C-Diode, D Diode für Gleichrichtung und Demodulation, I Tunneldiode, N ungesteuertes Mehrschichtbauelement, S Z-Diode, T Transistor, U gesteuertes Mehrschichtbauelement, F Fotobauelement, Z Gleichrichter-Säulen und -Blöcke.
Element 3: gibt die Hauptkennwerte und den Einsatzfrequenzbereich verschlüsselt an. So entsprechen:
101 bis 199 NF-Kleinleistungstransistoren unter 0,3 W und 3 MHz, Gleichrichter- und Z-Dioden kleiner Leistung, Fotodioden, Z-Dioden bis 9,9 V;
201 bis 299 Transistoren für 3 bis 30 MHz, unter 0,3 W, Gleichrichter mittlerer Leistung, Z-Dioden bis 99 V, 0,3 W, Fototransistoren;
301 bis 399 HF-Transistoren über 30 MHz, unter 0,3 W, Leistungsgleichrichter, Z-Dioden 101 bis 199 V, unter 0,3 W;
401 bis 499 NF-Transistoren 0,3 bis 1,5 W, unter 3 MHz, Universaldioden, Z-Dioden bis 5 W, 1 bis 99 V;
501 bis 599 Transistoren 3 bis 30 MHz, 0,3 bis 1,5 W, Schaltdioden, Z-Dioden wie bei 401;
601 bis 699 HF-Transistoren über 30 MHz, 0,3 bis 1,5 W, Z-Dioden 101 bis 199 V, 0,3 bis 5 W;
701 bis 799 NF-Leistungstransistoren über 2,5 W, unter 3 MHz, Leistungs-Z-Dioden bis 99 V, über 5 W;

801 bis 899 Leistungstransistoren 3 bis 30 MHz, über 1,5 W, Z-Dioden wie 701;
901 bis 999 HF-Leistungstransistoren über 1,5 W und über 30 MHz, Leistungs-Z-Dioden über 5 W, 101 bis 199 V.
Element 4: Klassifizierung innerhalb des Typs, durch die Datenstreuungen bedingt (z. B. Stromverstärkung).
Daneben existieren eine Reihe älterer Typen, für die noch das nachfolgende System gilt:

Beispiel P 403 A
P erstes, 403 zweites, A drittes Element.
Element 1: Verwendungszweck (P Transistor, D Diode).
Element 2: Material und Zuordnung.

Beispiele
1 bis 100 Germanium-NF-Transistoren unter 0,25 W und 5 MHz, Germanium-Spitzendioden;
101 bis 200 Silizium-NF-Transistoren wie 1 bis 100, Silizium-Spitzendioden;
201 bis 300 Germanium-NF-Leistungstransistoren über 0,25 W, unter 5 MHz, Germanium-Flächentransistoren;
301 bis 400 Silizium-NF-Leistungstransistoren wie 201 bis 300, Silizium-Flächendioden;
401 bis 500 Germanium-NF-Kleinleistungstransistoren unter 0,25 W, unter 5 MHz, Höchstfrequenzdioden;
501 bis 600 Silizium-HF-Kleinleistungstransistoren unter 0,25 W, über 5 MHz, Vervielfacherdioden;
601 bis 700 Germanium-HF-Leistungstransistoren über 5 MHz;
701 bis 800 Silizium-HF-Leistungstransistoren über 5 MHz;
801 bis 900 Z-Dioden;
901 bis 1000 C-Dioden, Tunneldioden;
1001 bis 1100 Gleichrichtersäulen.
Der wiedergegebene Schlüssel stammt aus dem Katalog *Sowjetische Transistoren*, Kombinat VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder), 1970.
Um den Amateur bei seiner praktischen Tätigkeit in der Werkstatt zu unterstützen, wurden zur genaueren Datenermittlung bzw. zur Funktionserklärung nachstehend aufgeführte Bücher und Broschüren herausgegeben:
Amateurbibliothek
Streng, Klaus K.: Diodendaten, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1977;
Streng, Klaus K.: Transistordaten, 2. Auflage, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1977;
Amateurreihe *electronica*
Band 127 *Streng, Klaus K.:* Ausländische Röhren und Halbleiterbauelemente, Teil 1, 2., bearbeitete Auflage, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1974;
Band 128 *Streng, Klaus K.:* Ausländische Röhren und Halbleiterbauelemente, Teil 2, 2., bearbeitete Auflage, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1974;
Band 129 *Streng, Klaus K.:* Ausländische Röhren und Halbleiterbauelemente, Teil 3, 2., bearbeitete Auflage, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1974;
Band 142 *Streng, Klaus K.:* Analoge Integrierte Schaltungen von *TESLA*, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1976;
Band 157 *Hertzsch, Andreas:* TTL-Vergleichsliste, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1977.
Außerdem wurden vom Militärverlag der DDR im Auftrag des VEB *Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen* Leipzig folgende Broschüren hergestellt:
Anders, Rolf/Meißner, Rolf: Transistorvergleichsliste, Teil 1: Germaniumtransistoren, 5., überarbeitete Auflage, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1976;
Anders, Rolf/Meißner, Rolf: Transistorvergleichsliste, Teil 2: Siliziumtransistoren, 3. Auflage, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1976.

Literatur

Pro Electron Datenbuch, Halbleiter, 4. Ausgabe 1975/76, Franzis-Verlag, München

DDR-Standards, Schaltzeichen der Elektronik und Bezugsquellen für Elektronik-Bauelemente (Blatt 1)

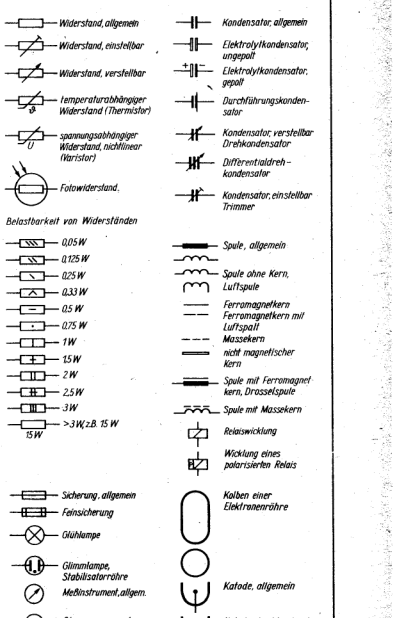
Seit der ersten Lieferung der Schaltungssammlung haben sich viele Schaltzeichen der Elektrotechnik sowie einige Standards grundlegend geändert, so daß es notwendig ist, auf diese Problematik einzugehen, zumal auch der Amateur bei seiner Tätigkeit bestimmte DDR-Standards (TGL) beachten muß. Darüber hinaus ist es für das Lesen von Stromlaufplänen erforderlich, die Schaltzeichen der Elektrotechnik zu kennen. Es kann aber nicht Aufgabe dieser Schaltungssammlung sein, alle DDR-Standards zu nennen oder sogar zu kommentieren. Damit sich der Amateur jedoch gegebenenfalls informieren kann, werden nachstehend die wichtigsten DDR-Standards genannt und die am häufigsten vorkommenden Schaltzeichen wiedergegeben.

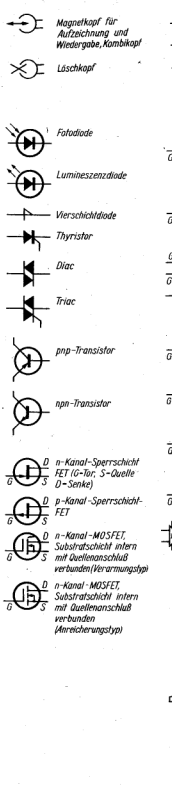
DDR-Standards können auch bei der *Kammer der Technik*, Informationsstelle für Standardisierung, 104 Berlin, Chausseestraße 106, kostenlos ausgeliehen werden. Beim *Buchhaus Leipzig*, 701 Leipzig, Postschließfach 140, sind diese auch erhältlich.

Zusammenstellung der wichtigsten DDR-Standards der Elektrotechnik

TGL 16001	Schaltzeichen der Elektrotechnik, Begriffe
TGL 16007	Schaltzeichen der Elektrotechnik, Leitungen
TGL 16008	Schaltzeichen der Elektrotechnik, Widerstände allgemein
TGL 16009	Schaltzeichen der Elektrotechnik, Kondensatoren allgemein
TGL 16010	Schaltzeichen der Elektrotechnik, Spulen, Transformatoren, Transduktoren
TGL 16011	Schaltzeichen der Elektrotechnik, Antennen
TGL 16012	Schaltzeichen der Elektrotechnik, Ableiter und Sicherungen
TGL 16013	Schaltzeichen der Elektrotechnik, elektrochemische und elektrothermische Quellen
TGL 16014	Schaltzeichen der Elektrotechnik, Röhren
TGL 16016	Schaltzeichen der Elektrotechnik, Halbleiter
TGL 16017	Schaltzeichen der Elektrotechnik, Kristalle und Quarze
TGL 16020	Schaltzeichen der Elektrotechnik, Schaltgerätetechnik allgemein
TGL 16026	Schaltzeichen der Elektrotechnik, Meßinstrumente, Meßgeräte und Uhren
TGL 16032	Schaltzeichen der Elektrotechnik, Elektroakustik
TGL 16056/01	Schaltzeichen der Elektrotechnik, logische binäre Elemente, Übersicht und allgemeine Festlegungen
TGL 16056/02	Schaltzeichen der Elektrotechnik, logische binäre Elemente, Ein- und Ausgänge
TGL 16056/03	Schaltzeichen der Elektrotechnik, logische binäre Elemente, logische Verknüpfungsglieder
TGL 16056/04	Schaltzeichen der Elektrotechnik, logische binäre Elemente, Trigger
TGL 16056/05	Schaltzeichen der Elektrotechnik, logische binäre Elemente, kombinierte Elemente
TGL 16056/06	Schaltzeichen der Elektrotechnik, logische binäre Elemente, spezielle Elemente
TGL 16081	Schaltpläne der Elektrotechnik, Arten, Begriffe, allgemeine technische Forderungen
TGL 16083	Schaltpläne der Elektrotechnik, Übersichtsschaltpläne
TGL 16084	Schaltpläne der Elektrotechnik, Stromlaufpläne
TGL 16084	Schaltpläne der Elektrotechnik, Bauschaltpläne
TGL 200-0600	Begriffe für elektrotechnische Anlagen
TGL 200-0601	Errichtungsvorschriften für elektrotechnische Anlagen
TGL 200-0602	Schutzmaßnahmen in elektrotechnischen Anlagen
TGL 200-7035	Antennenanlagen
TGL 200-7051	Sicherheitsforderungen für Antennenanlagen

Wichtige Schaltzeichen der Elektrotechnik





Logische binäre Elemente

Funktionsbezeichnungen

Benennung	Kennzeichen Art des Zeichens manuell	automatisch
ODER	1	
UND	&	& oder andere Kennzeichen
Addition Modulo 2	M2	
Äquivalenz	=	
Ausschließendes ODER		
Antivalenz (1 und nur 1)	= 1	
n und nur n (n ist eine natürliche Zahl		
größer als 1)	= n	
2 und nur 2	= 2	
Logische Schwelle n (n ist eine natürliche Zahl		
größer als 1)	≧ n oder	≧ n
Logische Schwelle 2	≧ 2 oder	≧ 2
Majorität	≧ M oder	≧ M
Dekodierer	DC	
Kodierer	CD	
Komparator	= =	
Halbadder	HS	
Adder	SM	
Montage–UND	&◇	&◇ oder &# oder &.
Montage–ODER	1◇	1◇ oder 1# oder 1.
Kodewandler (X und Y frei gewählt)	X/Y	
Trigger (Flip-Flop)	T	
Trigger zweistufig	TT	
Register	RG	
Register mit Verschiebung in Richtung der zuletzt eingegebenen Stellen, Rechtsverschiebung	RG →	RG → oder RG>
Register mit Verschiebung in Richtung der früher eingegebenen Stellen, Linksverschiebung	RG ←	RG ← oder RG<
Register mit Verschiebung nach beiden Seiten, Universal-Schieberegister	RG ↔	RG ↔ oder RG< >
Zähler	CT	
Dualzähler	CT 2	
Dezimalzähler	CT 10	
Verzögerungsglied	↦	↦ oder H
Generator	G	
Univibrator (Monoflop)	S	S oder 1 ⎍
Logische Schwelle (Schmitt-Trigger)	⎍	⎍ oder ST
Verstärker	▷	▷ oder >
Leistungsverstärker	▷▷	▷▷ oder ⩾
Leistungsverstärker für höhere Leistungen	&▷	&▷ oder &>
Impulsformer	F	

Erläuterung des logischen binären Elements.
In der TGL 16056/01 heißt es dazu:
Ein logisches binäres Element ist ein Element, eine Einrichtung oder eine Funktionsgruppe, von dem bzw. von der eine Funktion oder ein System von Funktionen der Schaltalgebra ausgeführt wird. Zu den logischen binären Elementen gehören bedingt auch solche, die keine logischen Funktionen ausführen, aber aus schaltungstechnischen Gründen verwendet werden.
Das Schaltzeichen des logischen binären Elements hat die Form eines Rechtecks, das drei Felder enthalten kann, und zwar ein Hauptfeld und zwei Nebenfelder.

DDR-Standards, Schaltzeichen der Elektronik und Bezugsquellen für Elektronik-Bauelemente (Blatt 2)

Im Hauptfeld befinden sich die Informationen über die vom logischen Element ausgeführte Funktion.
In den Nebenfeldern befinden sich die Funktionszeichen der Ein- und Ausgänge; diese Zeichen werden als Marken bezeichnet.
Es ist zulässig, in das Hauptfeld zusätzliche Angaben einzutragen.
Die Buchstabenbezeichnung der logischen Variablen, die an den Eingangs- und Ausgangsleitungen angegeben sind, sind nicht Teil des Schaltzeichens, sondern dienen nur zur Erläuterung.
Die Eingänge des logischen Elements sind an der linken Seite und die Ausgänge an der rechten Seite darzustellen.
Es ist nicht zulässig,
- an den Ein- und Ausgängen des Schaltzeichens Pfeile anzubringen, welche die Richtung des Informationsflusses angeben,
- das Schaltzeichen zu drehen,
- die Linien für Ein- und Ausgänge in Höhe der horizontalen Begrenzungslinien des Rechtecks anzubringen.

Die Abmessungen des Schaltzeichens richten sich nach:
- der Höhe
- der Anzahl der Eingangs- und Ausgangslinien
- der Anzahl von Intervallen zwischen Gruppen von Eingangs- und Ausgangslinien
- der Anzahl von Zeilen mit Information im Hauptfeld
- der Schriftgröße
- der Breite
- dem Vorhandensein von Nebenfeldern
- der erforderlichen Anzahl von Zeichen auf einer Zeile
- der Schriftgröße.

Die Höhe des Schaltzeichens soll ein Vielfaches der Konstanten C sein. Der Mindestabstand zwischen der horizontalen Begrenzungslinie des Rechtecks und der nächsten Eingangs- oder Ausgangslinie soll gleich der Konstanten C sein.
Bei der Trennung der Gruppen für Ein- und Ausgangslinien soll der Zwischenraum nicht kleiner als 2 C sein.
In Abhängigkeit von der Art und Weise der Ausführung von Schaltplänen gelten für die Größe C folgende Werte:
bei manueller Ausführung mindestens 5 mm
bei automatischer Ausführung mindestens 4 mm.
Bei automatischer Herstellung der Schaltzeichen ist es zulässig,
- ausgezogene Linien durch gestrichelte zu ersetzen,
- gestrichelte Linien durch punktierte zu ersetzen,
- die horizontalen Begrenzungslinien des Rechtecks durch doppelte Linien auszuführen.

Grundschaltzeichen

Bild 1 Hauptfeld allgemein

Bild 2 Hauptfeld mit Nebenfeld an der Eingangsseite

Bild 3 Hauptfeld mit Nebenfeld an der Ausgangsseite

Bild 4 Hauptfeld mit linkem und rechtem Nebenfeld

Bild 5 Hauptfeld mit Nebenfeldern, die in Zonen unterteilt sind

Bild 6 Hauptfeld mit Ein- und Ausgängen

Eintragungen im Hauptfeld (Beispiel)

Bild 7 Funktionssymbol im Hauptfeld (Buchstabe W ist frei gewählt) mit zusätzlichen Angaben

Kennzeichnung der Ein- und Ausgänge

Bild 8 Direkter statischer Eingang

Bild 9 Direkter statischer Ausgang

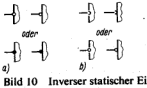


Bild 10 Inverser statischer Eingang; a) manuell, b) automatisch

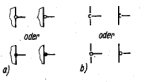


Bild 11 Inverser statischer Ausgang; a) manuell, b) automatisch

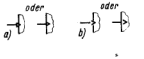


Bild 12 Direkter dynamischer Eingang (die Variable hat den Wert 1 zum Zeitpunkt des Übergangs des Signals aus dem Nullzustand in den Einszustand und den Wert 0 während der gesamten übrigen Zeit); a) manuell, b) automatisch

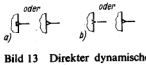


Bild 13 Direkter dynamischer Ausgang; a) manuell, b) automatisch

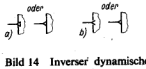


Bild 14 Inverser dynamischer Eingang; a) manuell, b) automatisch

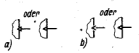


Bild 15 Inverser dynamischer Ausgang; a) manuell, b) automatisch

Elemente mit gleichwertigen Eingängen

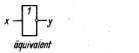


Bild 16 NICHT, NOT, Inverter

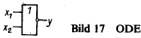


Bild 17 ODER-NICHT, NOR (Pierce-Element)

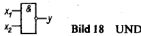


Bild 18 UND-NICHT, NAND (Sheffer-Element)

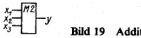


Bild 19 Addition modulo 2

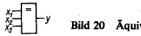


Bild 20 Äquivalenz

Bild 21 Ausschließendes ODER, 1 und nur 1

Elemente mit ungleichwertigen Eingängen

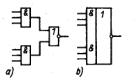


Bild 22 UND-ODER-NICHT; a) Funktionsschaltung, b) Schaltungskurzzeichen

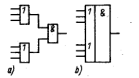


Bild 23 ODER-UND; a) Funktionsschaltung, b) Schaltungskurzzeichen

Beispiele für Anschlüsse ohne logische Information

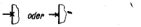


Bild 24 Anschluß, der keine logische Information überträgt; von links dargestellt

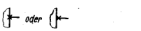


Bild 25 Anschluß, der keine logische Information überträgt; von rechts dargestellt

Triggereingänge Benennung	Kennzeichen
S-Eingang, versetzt den Trigger in den 1-Zustand	S
R-Eingang, versetzt den Trigger in den 0-Zustand	R
J-Eingang, versetzt den JK-Universaltrigger in den 1-Zustand	J
K-Eingang, versetzt den JK-Universaltrigger in den 0-Zustand	K
T-Eingang, Zähleingang Anmerkung: Wenn der Trigger nur einen Zähleingang hat, darf das Zeichen »T« fehlen.	T
D-Eingang, Informationseingang, versetzt den Trigger in den 1- bzw. 0-Zustand	D
V-Eingang, vorbereitender Steuereingang für die Aufnahme der Information	V
C-Eingang, Synchronisier- oder Takteingang, ausführender Steuereingang für die Aufnahme der Information.	C

1. Anmerkung:
Falls notwendig, dürfen den Buchstaben Ziffern zugeordnet werden; z. B.: S1, S2, C1, C2, C3 usw.

2. Anmerkung:
Kennzeichen V und C dürfen zur Bezeichnung der Eingänge verwendet werden, welche die Ausführung der logischen Operation bestimmen.

Elementare synchrone Trigger

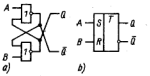


Bild 26 RS-Trigger mit direkten Eingängen; a) logische Struktur, b) Schaltungskurzzeichen

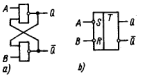


Bild 27 RS-Trigger mit invertierenden Eingängen; a) logische Struktur, b) Schaltungskurzzeichen

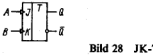


Bild 28 JK-Trigger

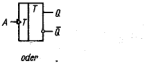


Bild 29 Trigger mit Zähleingang (T-Trigger)

Synchrone Trigger mit statischer Steuerung

Bild 30 RS-Trigger

DDR-Standards, Schaltzeichen der Elektronik und Bezugsquellen für Elektronik-Bauelemente (Blatt 3)

Bild 31 D-Trigger

Bild 32 DV-Trigger (die steuernden Eingänge sind konjunktiv verbunden)

Zweistufige Trigger

Bild 33 RS-Trigger

Bild 34 JK-Trigger

Bild 35 T-Trigger

Bild 36 D-Trigger

Synchrone Trigger mit dynamischer Steuerung

Bild 37 RS-Trigger

Bild 38 D-Trigger

Bild 39 DV-Trigger

Bild 40 JK-Trigger

Trigger mit komplizierter Eingangslogik

Bild 41 Asynchroner RS-Trigger, R- und S-Eingänge sind gruppenweise disjunktiv verbunden

Bild 42 Zweistufiger synchroner RS-Trigger mit asynchronem S- und R-Eingang

Bild 43 RST-Trigger mit dynamischem Zähleingang und asynchronem S- und R-Eingang

Beispiele für kombinierte Elemente

Bild 44 Dekodierer allgemein; Anmerkungen: 1) Die Eingänge werden mit Dezimalzahlen bezeichnet, die das binäre Gewicht darstellen. 2) Die Ausgänge sind durch die Dezimaldarstellungen der entsprechenden Kodekombinationen bezeichnet. 3) Die Reihe der Ausgänge muß nicht vollständig sein. 4) $p = 2^{n-1}$; $m = 2^n - 1$; n = Stellenzahl

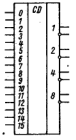


Bild 45 Kodierer; Anmerkungen: 1) Die Eingänge sind durch Dezimaldarstellungen der Kodekombinationen zu bezeichnen. 2) Die Ausgänge werden durch Dezimalzahlen bezeichnet, die das binäre Gewicht ausdrücken. 3) Die Darstellung der Eingangsserie darf unvollständig sein

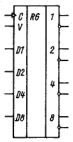


Bild 46 Schieberegister

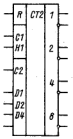


Bild 47 Zweitaktiger Binärzähler mit der Möglichkeit der Kodeeinstellung und einem asynchronen Eingang, der den Zähler in den Nullzustand versetzt

Bezugsquellen für Elektronik-Bauelemente

Amateurbedarfs-Filialen des VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen

1034 Berlin, Kopernikusstraße 3	5892390
1058 Berlin, Kastanienallee 87	4483593
75 Cottbus, Marktstraße 2	25181
801 Dresden, Ernst-Thälmann-Straße 9	491002
501 Erfurt, Hermann-Jahn-Straße 11–12	22108
901 Karl-Marx-Stadt, Straße der Nationen 46	60221
701 Leipzig, Grimmaische Straße 25	294825
3018 Magdeburg, Lüneburger Straße 25	51277
15 Potsdam, Friedrich-Ebert-Straße 113	22923
25 Rostock, Steinstraße 6	34635
27 Schwerin, Wilhelm-Pieck-Str.	64498

Konsum-Elektronik-Versand

Für alle nicht an den vorstehend genannten Orten wohnenden Leser hält der Konsum-Elektronik-Versand, 7264 Wermsdorf, Clara-Zetkin-Straße 21, Telefon 333, ein umfangreiches Sortiment an Elektronik-Bauelementen bereit. Bestellungen werden nur schriftlich entgegengenommen.

D 100

Monolithisch integrierter Logikschaltkreis im DIL-Gehäuse; vier NAND-Gatter mit je zwei Eingängen.
Logische Funktion: $Y = \overline{AB}$
Ausgangslastfaktor: $N_0 = 10$
Vergleichstypen aus dem RGW:
ČSSR MH 7400, MHA 111
UdSSR K1 ЛБ 553
VRP UCY 7400 N
UVR FLH 101, TL 7400

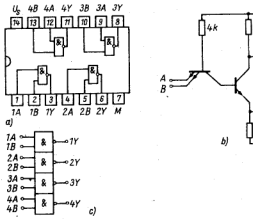


Bild 1 Integrierter Schaltkreis *D 100*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – Stromlaufplan je Gatter; *c* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 110

Monolithisch integrierter Logikschaltkreis im DIL-Gehäuse; drei NAND-Gatter mit je drei Eingängen
Logische Funktion: $Y = \overline{ABC}$
Ausgangslastfaktor: $N_0 = 10$
Vergleichstypen aus dem RGW:
ČSSR MH 7410, MHB 111
UdSSR K1 ЛБ 554
VRP UCY 7410 N
UVR TL 7410, FLH 11

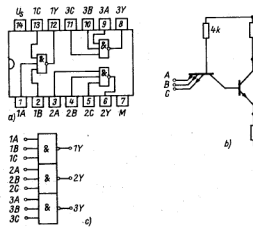


Bild 2 Integrierter Schaltkreis *D 110*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – Stromlaufplan je Gatter; *c* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 120

Monolithisch integrierter Logikschaltkreis im DIL-Gehäuse; zwei NAND-Gatter mit je vier Eingängen.
Logische Funktion: $Y = \overline{ABCD}$
Ausgangslastfaktor $N_0 = 10$ (*D140*, $N_0 = 30$)
Vergleichstypen aus dem RGW:
ČSSR MH 7420, MHC 111
UdSSR K1 ЛБ 551
VRP UCY 7420 N
UVR FLH 121

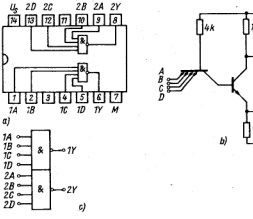
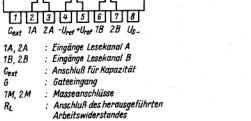


Bild 3 Integrierter Schaltkreis *D 120*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – Stromlaufplan je Gatter; *c* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 122

Monolithisch integrierter Schaltkreis im DIL-Gehäuse; zwei-Kanal-Leseverstärker für Ferritkernspeicher.
Logische Funktion: $Y = G\,(\overline{A} + \overline{S}_A)\,(\overline{B} + \overline{S}_B)$
Die beiden Lesekanäle sind auf einen gemeinsamen Ausgang geschaltet. Zwei Strobeeingänge ermöglichen die Auswahl des gewünschten Kanals, dessen Ansprechschwelle über den Referenzeingang gesteuert wird. Über den Gateeingang kann man von außen eine Information in den Speicher eingeben. Die Eingangsstufen der Lesekanäle und der Referenzspannung sind als Differenzverstärker ausgelegt. Die innere Verbindung von Arbeitswiderstand und Kollektor des Ausgangstransistors wurde aufgetrennt und als Durchlaß R_2 gesondert herausgeführt.



1A, 2A : Eingänge Lesekanal A
1B, 2B : Eingänge Lesekanal B
C_{ext} : Anschluß für Kapazität
G : Gateeingang
1M, 2M : Masseanschlüsse
R_L : Anschluß des herausgeführten Arbeitswiderstandes
S_A, S_B : Strobeeingänge
$-U_{ref}$, $+U_{ref}$: Referenzeingänge
U_{S1}, U_{S2} : Betriebsspannung
Y : Ausgang
a)

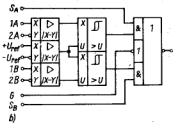


Bild 4 Integrierter Schaltkreis *D 122. a* – Anschlußbelegung; *b* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 130

Monolithisch integrierter Logikschaltkreis im DIL-Gehäuse; ein NAND-Gatter mit acht Eingängen.

Logische Funktion: $Y = \overline{ABCDEFGH}$
Ausgangslastfaktor: $N_0 = 10$
Vergleichstypen aus dem RGW:
ČSSR MH 74 300, MHD 111
UdSSR K1 ЛБ 552
VRP UCY 7430 N
UVR TL 7430, FLH 131

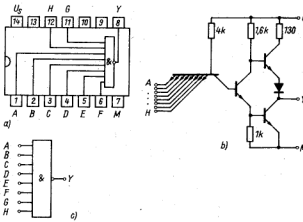
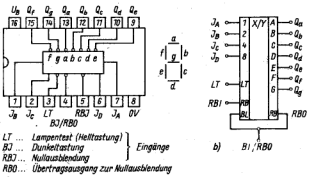


Bild 5 Integrierter Schaltkreis *D 130. a* – Anschlußbelegung; *b* – Stromlaufplan je Gatter; *c* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 146

BCD-Sieben-Segment-Dekoder mit Treiber und offenem Kollektorausgang 30 V/20 mA. Besteht aus vier Eingangspufferstufen, den NAND-Gattern und sieben UND/ODER-Negatorbaugruppen mit jeweils nachgeschaltetem Ausgangstransistor. Eignet sich zur Ansteuerung von Anzeigeelementen, logischen Schaltungen und Treiberstufen mit Transistoren und Thyristoren. (Beim *D 147* 15 V/20 mA)



LT ... Lampentest (Helltastung)
BJ ... Dunkeltastung
RBJ ... Nullausblendung
RBO ... Übertragsausgang zur Nullausblendung

Eingänge

Bild 6 Integrierter Schaltkreis *D 146. a* – Anschlußbelegung; *b* – verkürzte Darstellung der inneren Verknüpfung

D 150

Monolithisch integrierter Logikschaltkreis im DIL-Gehäuse; zwei invertierende AND-OR-Gatter mit je zwei mal zwei Eingängen und Erweiterungsanschluß (Exklusiv-OR). Der *D 151* hat keine Erweiterungsanschlüsse.

Logische Funktion: $Y = \overline{(AB) \vee (CD) \vee X}$
$X = ABCD$ von D 160
Ausgangslastfaktor: $N_0 = 10$
Vergleichstypen aus dem RGW:
ČSSR MH 7450, MHF 111
UdSSR K1 ЛБ 551
VRP UCY 7450 N

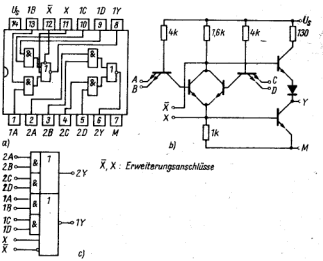
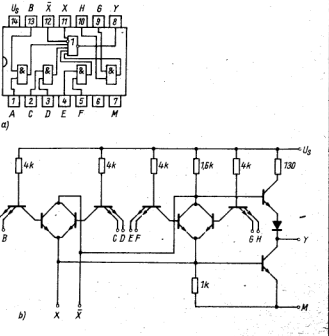


Bild 7 Integrierter Schaltkreis *D 150. a* – Anschlußbelegung; *b* – Stromlaufplan je Gatter; *c* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 153

Monolithisch integrierter Logikschaltkreis im DIL-Gehäuse; invertiertes AND-OR-Gatter mit vier mal zwei Eingängen und Erweiterungsanschluß (*D 154* läßt sich nicht erweitern!)

Logische Funktion: $\overline{(AB) \vee (EF) \vee (GH) \vee X}$
$X = ABCD$ von D 160
Ausgangslastfaktor: $N_0 = 10$
Vergleichstypen aus dem RGW:
ČSSR MH 7453, MHG 111
UdSSR K1 ЛБ 553
VRP UCY 7453 N



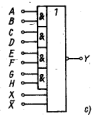


Bild 8 Integrierter Schaltkreis *D 153*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – Stromlaufplan des Gatters; *c* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 160

Monolithisch integrierter Logikschaltkreis im DIL-Gehäuse; Zweifach-Expander mit je vier Eingängen
Logische Funktion: $Y = ABCD$ bei Verbindung mit Anschluß 11 und 12 von *D 150* und *D 153*
Maximale Anzahl von Expandern, mit denen man den Eingang eines *D 150* erweitern kann, $N_t = 4$
Vergleichstypen aus dem RGW:
ČSSR MH 7460, MYA 111
UdSSR K1 ЛП 551
VRP UCY 7460 N
UVR FLY 101, TL 7460

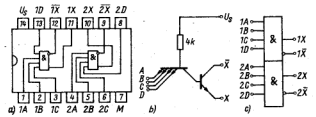


Bild 9 Integrierter Schaltkreis *D 160*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – Stromlaufplan je Expander; *c* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 172

Monolithisch integrierter Logikschaltkreis im DIL-Gehäuse; JK-Master-Slave-Flip-Flop mit je drei Eingängen und unabhängigem Stell- und Rückstelleingang.
Über UND-verknüpfte J- und K-Eingänge wird die Information in den Master gegeben. Der Taktimpuls steuert die Informationseingabe und den Zustand der Koppelkondensatoren, die Master und Slave verbinden.
Vergleichstypen aus dem RGW:
ČSSR MH 7472, MJA 111
UdSSR K1 TK 551
VRP UCY 7472 N
UVR FLJ 111, TL 7472

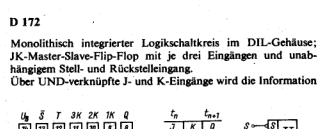


Bild 10 Integrierter Schaltkreis *D 172*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – Funktionstabelle; *c* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 174

Monolithisch integrierter Schaltkreis im DIL-Gehäuse; enthält zwei D-Flip-Flop. Die positiv flankengetriggerten Verzögerungs- bzw. Speicher-Flip-Flop arbeiten bei Taktfrequenzen bis 15 MHz. Die Information am Eingang D wird nur durch einen Übergang des Taktimpulses von L auf H zum Ausgang Q übertragen. Die Eingänge S und R bewirken vom Taktimpuls abhängige Operationen.
Vergleichstypen aus dem RGW:
ČSSR MH 7474, MJB 111
UdSSR K1 TK 552
VRP UCY 7474 N

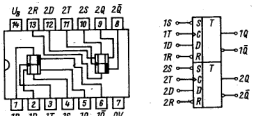
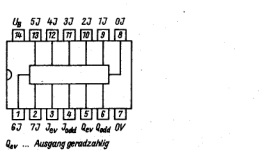


Bild 11 Integrierter Schaltkreis *D 174*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 180

Monolithisch integrierter Schaltkreis im DIL-Gehäuse; Acht-Bit-Paritätsgenerator und Paritätsprüfer. Man verwendet ihn in der Datenverarbeitung und in der Steuerungs- und Regelungstechnik. Auf seiner Chipfläche 1,8 mm × 2 mm befinden sich etwa 130 Bauelemente.
Vergleichstypen aus dem RGW:
UdSSR K 155 ИП 5
VRP UCY 74 180 N



Q_{ev} ... Ausgang geradzahlig
Q_{odd} ... Ausgang ungeradzahlig
J_{ev} ... Erweiterungseingang geradzahlig
J_{odd} ... Erweiterungseingang ungeradzahlig

Bild 12 Integrierter Schaltkreis *D 180* (Anschlußbelegung)

D 181

Monolithisch integrierter Schaltkreis im DIL-Gehäuse; 16-Bit-Schreib/Lese-Speicher mit *direktem* Zugriff. Die 16 Speicher-Flip-Flop sind in einer 4 × 4-Matrix angeordnet. Dazu kommen zwei Schreib-Lese-Verstärker, so daß insgesamt 106 Bauelemente integriert sind (48 Transistoren, acht Dioden und 50 Widerstände). Er wird als schneller Puffer- und Zwischenspeicher eingesetzt.

Vergleichstypen aus dem RGW:
UdSSR K 155 РУ 1

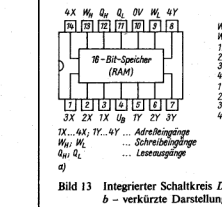


Bild 13 Integrierter Schaltkreis *D 181*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 191

Monolithisch integrierter Schaltkreis im DIL-Gehäuse; Acht-Bit-Serienschieberegister. Er besteht aus acht RS-Master-Slave-Flip-Flop, einem Takttreiber und einem Eingangsgitter mit Inverter. Der Schaltkreis ist als Zwischenspeicher geeignet. Wegen der großen Bit-Zahl ist der Eingabe- und Ausgabekomfort gering.

Vergleichstypen aus dem RGW:
VRP UCY 7491 N

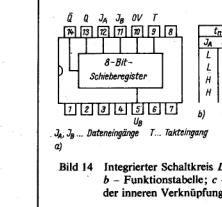


Bild 14 Integrierter Schaltkreis *D 191*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – Funktionstabelle; *c* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 192

Monolithisch integrierter Schaltkreis im DIL-Gehäuse; dezimaler Umkehrzähler mit getrennten Takteingängen.
Bei diesem synchronen dekadischen Vorwärts/Rückwärts-Zähler wird die Dezimalzahl in vier Master-Slave-Flip-Flop im BCD-Kode gespeichert. Man kann die Ziffern 0 bis 9 zählen, wobei eine Eingangszählfrequenz von 25 MHz garantiert ist. Auf einer Chipfläche (1,9 mm × 3,1 mm) sind etwa 300 Bauelemente integriert. Der *D 193* unterscheidet sich nur dadurch, daß er auch die Ziffern 10 bis 15 mitzählt.
Vergleichstypen aus dem RGW:

D 192	D 193
ČSSR MH 74 192	ČSSR MH 74 193
UdSSR K 155 ИЕ 6	UdSSR K 155 ИЕ 7
VRP UCY 74 192 N	VRP UCY 74 193 N

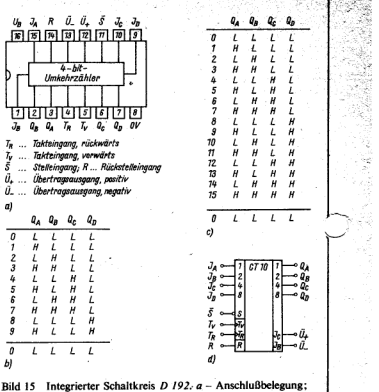


Bild 15 Integrierter Schaltkreis *D 192*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – Zählschrittfolge des *D 192*; *c* – Zählschrittfolge des *D 193*; *d* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 195

Monolithisch integrierter Schaltkreis im DIL-Gehäuse; Vier-Bit-Umkehrschieberegister mit serieller oder paralleler Eingabe. Außer den vier RS-Flip-Flop ist eine umfangreiche Ansteuerlogik vorhanden.
Der Schaltkreis ist zur schnelleren Zwischenspeicherung (als Register) und zur Serien-Parallel- und Parallel-Serien-Umsetzung geeignet. Er enthält 80 Transistoren, 23 Dioden und 66 Widerstände.
Vergleichstypen aus dem RGW:
UdSSR K 155 ИР 1
VRP UCY 7495 N

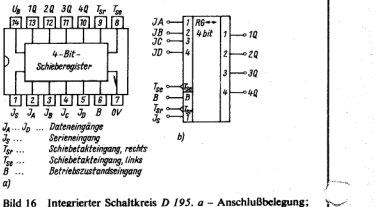


Bild 16 Integrierter Schaltkreis *D 195*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

Die schnelle Serie D 20

Bei diesen sogenannten High-speed-Schaltungen handelt es sich um monolithisch integrierte TTL-Schaltkreise in Silizium-Planar-Epitaxie-Technik. Sie entsprechen in ihrer Funktion der Serie *D 10*. Die Signalverzögerungszeiten sind aber geringer, für die Gatter liegen sie im Bereich 2 ns bis 12 ns.

Zu dieser Serie gehören folgende Typen:

D 200 Vier NAND-Gatter mit je zwei Eingängen (Anschlußbelegung wie Bild 1a)

D 201 Vier NAND-Gatter mit je zwei Eingängen (Anschlußbelegung wie Bild 1a)

D 210 Drei NAND-Gatter mit je drei Eingängen (Anschluß belegung wie Bild 2a)

D 220 Zwei NAND-Gatter mit je vier Eingängen (Anschlußbelegung wie Bild 3a)

D 230 Ein NAND-Gatter mit acht Eingängen (Anschlußbelegung wie Bild 5a)

D 240 Zweifach-Leistungs-NAND-Gatter mit je vier Eingängen (Anschlußbelegung wie Bild 3a)

D 251 Doppel-AND/NOR-Inverter mit je zwei × zwei Eingängen (Anschlußbelegung wie Bild 7a, aber ohne Erweiterungsanschlüsse)

D 274 Zweifach-D-Flip-Flop (Taktfrequenz maximal 35 MHz, Anschlußbelegung Bild 11a)

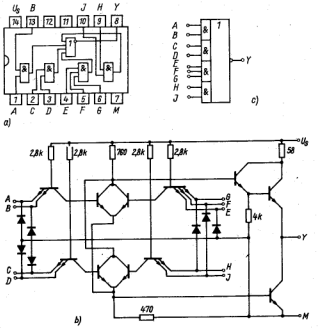


Bild 18 Integrierter Schaltkreis *D 254*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – Stromlaufplan eines Inverters; *c* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 204

Monolithisch integrierter Schaltkreis im DIL-Gehäuse; Sechsfach-Inverter mit geringen Schaltzeiten.

Logische Funktion: $Y = \overline{A}$

Ausgangslastfaktor: $N_o = 10$

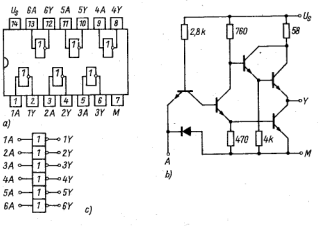


Bild 17 Integrierter Schaltkreis *D 204*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – Stromlaufplan eines Inverters; *c* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 254

Monolithisch integrierter Schaltkreis im DIL-Gehäuse; inv tierende AND–OR-Schaltung mit drei mal zwei und ein f drei Eingängen, ohne Erweiterungsanschlüsse.

Logische Funktion: $Y = \overline{(AB) + (CD) + (EFG) + (HI)}$

Ausgangslastfaktor: $N_o = 10$

Vergleichstypen aus dem RGW:

UdSSR K1 JIP 313

D 491

Monolithisch integrierter Schaltkreis im DIL-Gehäuse; Vierfach-Segmenttreiber. Eignet sich für den Einsatz in seriell adressierten Mehrfachstellenanzeigen in Verbindung mit MOS-Schaltkreisen und Leuchtdioden.

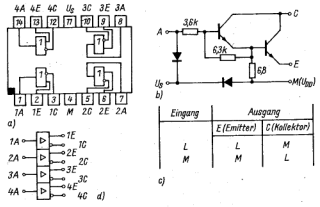


Bild 19 Integrierter Schaltkreis *D 491*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – Stromlaufplan eines Treibers; *c* – Funktionstabelle; *d* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

D 492

Monolithisch integrierter Schaltkreis im DIL-Gehäuse; Sechsfach-Digittreiber. Eignet sich für den Einsatz in seriell adressierten Mehrfachstellenanzeigen in Verbindung mit MOS-Schaltkreisen und Leuchtdioden.

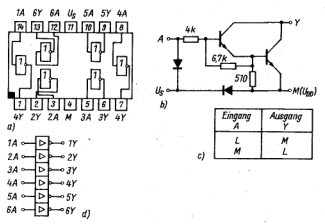


Bild 20 Integrierter Schaltkreis *D 492*. *a* – Anschlußbelegung; *b* – Stromlaufplan eines Treibers; *c* – Funktionstabelle; *d* – verkürzte Darstellungsweise der inneren Verknüpfung

Bauformen der IS-Gehäuse

Schaltkreise im Keramikgehäuse sind mit den Endbuchstaben C, die im Plastgehäuse mit D gekennzeichnet. Die Abmessungen entsprechen der TGL 26713. Die Masse beträgt etwa 1 g.

a – DIL-Keramikgehäuse (14polig)

Außer für *D 122*, *D 146*, *D 147*, *D 192* und *D 193* sind die Abmessungen in Bild 21 für alle Schaltkreise der D- und E-Serie gültig.

b – DIL-Plastgehäuse (14polig)

Gültig für die Schaltkreise *D 100 D* bis *D 172 D* sind die Abmessungen in Bild 22.

c – DIL-Keramikgehäuse (16polig)

Bild 23 zeigt die Gehäuseabmessungen der Typen *D 122 C*, *D 146 C*, *D 147 C*, *D 192 C* (alle l = 15 mm) und *D 193 C* (alle l = 17,5 mm)

d – DIL-Plastgehäuse (14polig)

Bild 24 zeigt die Gehäuseabmessungen der Typen *D 431 D* und *D 492 D*.

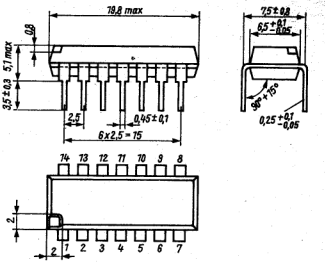


Bild 22 Gehäuseabmessungen für ein 14poliges Plastgehäuse

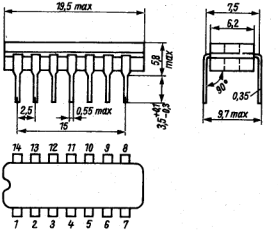


Bild 23 Gehäuseabmessungen für ein 16poliges Keramikgehäuse

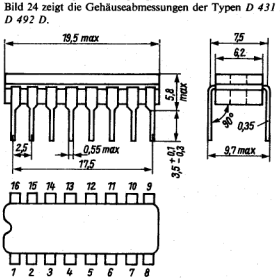


Bild 21 Gehäuseabmessungen für ein 14poliges Keramikgehäuse

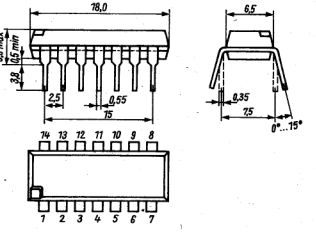


Bild 24 Gehäuseabmessungen für die integrierten Schaltkreise *D 491* und *D 492*

1. Rechengang

1.1. Errechnung der Sekundärleistung und Festlegung des Transformatortyps.

1.2. Errechnung der Primärleistung aus Sekundärleistung und Wirkungsgrad:

$$P_p = \frac{P_s}{\eta};$$

P_p – Primärleistung, P_s – Sekundärleistung, η – Wirkungsgrad.

1.3. Bestimmung des Primärstroms aus übersetztem Laststrom, Transformatorverlusten und Magnetisierungsstrom:

$$I_p = \sqrt{\left(\frac{P_p}{U_p}\right)^2 + I_0^2}; \quad (1)$$

I_p – Primärstrom, U_p – Primärspannung, I_0 – Magnetisierungsstrom.

1.4. Vorläufige Berechnung der Primärwindungszahl:

$$n_p \approx U_p \frac{2+\eta}{3} \frac{1}{4{,}44 \hat{B} A_{Fe} f}; \quad (2)$$

n_p – Primärwindungszahl, $\hat{B}$ – Induktion, A_{Fe} – effektiver Eisenquerschnitt, f – Betriebsfrequenz.

1.5. Berechnung des Drahtdurchmessers der Primärwicklung aus Primärstrom und Primärstromdichte:

$$A_p = \frac{I_p}{S_p};$$

A_p – Leiterquerschnitt, primär, S_p – Stromdichte, primär, d_p – Drahtdurchmesser, primär

$$d_p = \sqrt{\frac{4A_p}{\pi}} = 1{,}13\sqrt{\frac{I_p}{S_p}}. \quad (3)$$

1.6. Berechnung des primären Wicklungswiderstands:

$$r_p = n_p l_{mp} \frac{\varrho_{Cu}(1 + \alpha_{Cu}\Delta\vartheta)\,4}{d_p^2 \pi}; \quad (4)$$

r_p – Wicklungswiderstand, primär, l_{mp} – mittlere Windungslänge, primär, ϱ_{Cu} – spezifischer Widerstand von Kupfer, α_{Cu} – Temperaturkoeffizient von Kupfer, $\Delta\vartheta$ – Übertemperatur.

Mit $\varrho_{Cu} = 0{,}0178 \frac{\Omega\,mm^2}{m}$, $\alpha_{Cu} = 0{,}0039\,K^{-1}$ und $\Delta\vartheta = 50$ K erhält man:

$$r_p = 27{,}1 \cdot 10^{-6} \frac{n_p l_{mp}}{d_p^2};$$

r_p in Ω, l_{mp} in mm, d_p in mm.

1.7. Genaue Berechnung der Primärwindungszahl:

$$n_p = (U_p - I_p r_p) \frac{1}{4{,}44 \hat{B} A_{Fe} f}; \quad (5)$$

1.8. Vorläufige Berechnung der Sekundärwindungszahl:

$$n_s \approx U_s \frac{3}{2+\eta} \frac{1}{4{,}44 \hat{B} A_{Fe} f}; \quad (6)$$

n_s – Sekundärwindungszahl, U_s – Sekundärspannung.

1.9. Berechnung des Drahtdurchmessers der Sekundärwicklung aus Sekundärstrom und Sekundärstromdichte:

$$d_s = 1{,}13\sqrt{\frac{I_s}{S_s}}; \quad (7)$$

d_s – Drahtdurchmesser, sekundär, I_s – Sekundärstrom, S_s – Stromdichte, sekundär.

1.10. Berechnung des sekundären Wicklungswiderstands:

$$r_s = 27{,}1 \cdot 10^{-6} \frac{n_s l_{ms}}{d_s^2};$$

r_s – Wicklungswiderstand, sekundär in Ω, l_{ms} – mittlere Windungslänge, sekundär, in mm, d_s – Drahtdurchmesser, sekundär, in mm.

1.11. Genaue Berechnung der Sekundärwindungszahl:

$$n_s = (U_s + I_s r_s) \frac{1}{4{,}44 \hat{B} A_{Fe} f}. \quad (8)$$

1.12. Erforderliche Grund- und Deckisolation bis 1500 V Prüfspannung: 2 × Ölleinen 0,1 mm.

1.13. Festlegung der Lagenisolation

Drahtdurchmesser bis 0,2 mm: Lackpapier 0,03 mm
Drahtdurchmesser 0,2 bis 1 mm: Lackpapier 0,06 mm
Drahtdurchmesser über 1 mm: Lackpapier 0,10 mm
Eine Isolation nach jeder Lage ist nur dann erforderlich, wenn die Spannung je Lage größer als 20 bis 25 V ist.

2. Berechnungsbeispiel

Gefordert sei ein Heiztransformator für eine Primärspannung von 220 V mit einer Sekundärwicklung für 6,3 V/1,8 A und einer weiteren Sekundärwicklung für 12,6 V/0,8 A. Um kleinstes Einbauvolumen zu erhalten, soll ein LL-Kern aus Texturblech verwendet werden.

2.1. $P_s = 6{,}3 \cdot 1{,}8 + 12{,}6 \cdot 0{,}8 = 21{,}4$ W.

Nach Tabelle 1 eignet sich hierfür der LL 39/20, der maximal 26 W übertragen kann.

2.2. $P_p = \frac{21{,}4}{0{,}78} = 27{,}4$ W.

2.3. $I_p = \sqrt{\left(\frac{27{,}4}{220}\right)^2 + 0{,}05^2} = 0{,}134$ A. (9)

2.4. $n_p \approx 220 \frac{2+0{,}78}{3} \frac{1}{4{,}44 \cdot 1{,}75 \cdot 10^{-6} \cdot 252 \cdot 50}$,

$n_p \approx 204 \cdot 10{,}2 = 2080$ Wdg.

2.5. $d_p = 1{,}13\sqrt{\frac{0{,}134}{6}} = 0{,}169 \approx 0{,}17$ mm (10)

2.6. $r_p = 27{,}1 \cdot 10^{-6} \frac{2080 \cdot 85}{0{,}17^2} = 166\,\Omega.$

2.7. $n_p = (220 - 0{,}134 \cdot 166)\,10{,}2 \approx 2017$ Wdg.

2.8. $n_{s1} \approx 6{,}3 \frac{3}{2+0{,}78} 10{,}2 = 69$ Wdg.

$n_{s2} \approx 12{,}6 \frac{3}{2+0{,}78} 10{,}2 = 139$ Wdg.

2.9. $d_{s1} = 1{,}13\sqrt{\frac{1{,}8}{4{,}3}} = 0{,}733 \approx 0{,}75$ mm. (11)

$d_{s2} = 1{,}13\sqrt{\frac{0{,}8}{4{,}3}} = 0{,}486 \approx 0{,}50$ mm. (12)

Tabelle 1 Werte zur Berechnung von Transformatoren mit LL-Kern aus Texturblechen

			LL 30/10	LL 30/16	LL 39/13	LL 39/20	LL 48/16	LL 48/25	LL 60/20	LL 60/30	LL 75/25	LL 75/40	LL 90/30	LL 90/50
maximale Sekundärleistung	P_s	VA	4,5	10	17	26	43	60	90	130	210	275	400	520
Wirkungsgrad	η		0,45	0,65	0,75	0,78	0,82	0,86	0,88	0,90	0,92	0,93	0,94	0,95
Magnetisierungsstrom bei 220 V	I_0	mA	17	28	50	50	65	140	105	210	220	400	350	750
optimale Induktion	$\hat{B}$	Vs/m²	1,5	1,6	1,75	1,75	1,75	1,75	1,75	1,75	1,75	1,75	1,75	1,75
effektiver Eisenquerschnitt	A_{Fe}	mm²	96	147	168	252	254	385	400	590	615	975	880	1430
Stromdichte, primär	S_p	A/mm²	9,5	7,6	6,4	6,0	5,4	4,3	3,6	3,3	3,0	2,8	2,2	1,9
Stromdichte, sekundär	S_s	A/mm²	7,4	5,4	4,1	4,3	3,6	3,7	2,9	2,7	2,8	2,5	2,6	2,2
mittlere Windungslänge, primär	l_{mp}	mm	55	67	71	85	84	103	105	125	133	163	156	196
mittlere Windungslänge, sekundär	l_{ms}	mm	65	77	85	100	104	123	129	149	163	193	192	232
Wickelraumbreite	b_w	mm	27	27	36	36	45	45	57	57	71	71	85	85
Anzahl der Jochbleche		Stück	4×3	4×4	4×4	4×6	4×4	4×6	4×6	4×7	4×8	4×10	4×8	4×11

2.10. $r_{s1} = 27{,}2 \cdot 10^{-6} \dfrac{69 \cdot 100}{0{,}75^2} = 0{,}34\,\Omega.$

$r_{s2} = 27{,}2 \cdot 10^{-6} \dfrac{139 \cdot 100}{0{,}5^2} = 1{,}51\,\Omega.$

2.11. $n_{s1} = (6{,}3 + 1{,}8 \cdot 0{,}34)\ 10{,}2 = 70{,}5 \approx 71$ Wdg.

$n_{s2} = (12{,}6 + 0{,}8 \cdot 1{,}51)\ 10{,}2 = 141$ Wdg.

2.12. Grund- und Deckisolation je 2 × Ölleinen 0,1 mm.

2.13. Windungen je Lage primär:

$$n_{Lp} = \frac{b_w}{d_p} = \frac{36}{0{,}17} = 212 \text{ Wdg./Lage.}$$

b_w – Wickelraumbreite in mm

Tabelle 2 Die wichtigsten Abmessungen der Kernbleche nach dem LL-Schnitt

	$a + c$ mm	a mm	b mm	c mm	Schichthöhe mm
LL 30/10	30	20	50	10	10
LL 30/16	30	20	50	10	16
LL 39/13	39	26	65	13	13
LL 39/20	39	26	65	13	20
LL 48/16	48	32	80	16	16
LL 48/25	48	32	80	16	25
LL 60/20	60	40	100	20	20
LL 60/30	60	40	100	20	30
LL 75/25	75	50	125	25	25
LL 75/40	75	50	125	25	40
LL 90/30	90	60	150	30	30
LL 90/50	90	60	150	30	50

Lagenspannung:

$$U_{Lp} = U_p \frac{n_{Lp}}{n_p} = 220 \frac{212}{2017} = 23{,}1\ \text{V}\ (< 25\ \text{V}).$$

Eine Lagenisolation ist also nur nach je 2 Lagen erforderlich.
Lagenisolation primär: Lackpapier 0,03 mm
Wicklungsisolation: 2 × Ölleinen 0,1 mm.

Tabelle 4 Die wichtigsten Abmessungen der Kernbleche nach dem M-Schnitt

	a mm	b mm	c mm	d mm	Schichthöhe mm
M 42	42	30	12	9	15
M 55	55	38	17	10,5	20
M 65	65	45	20	12,5	27
M 74	74	51	23	14	32
M 85	85	56	29	13,5	32
M 102a	102	68	34	17	35
M 102b	102	68	34	17	52

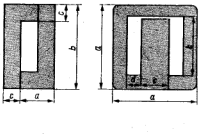


Tabelle 3 Werte zur Berechnung von Transformatoren mit M-Kern aus Dynamoblech III

			M 42	M 55	M 65	M 74	M 85	M 102a	M 102b
maximale Sekundärleistung	P_s	VA	4	13	26	48	65	125	180
Wirkungsgrad	η		65	75	80	84	86	88	89
Magnetisierungsstrom bei 220 V	I_0	mA	6	12	22	32	45	70	105
maximale Induktion	$\hat{B}$	Vs/m²	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2
effektiver Eisenquerschnitt	A_{Fe}	mm²	160	300	480	670	850	1100	1600
Stromdichte	S	A/mm²	6,0	4,7	3,8	3,2	3,0	2,6	2,4
mittlere Windungslänge, primär	l_{mp}	mm	81	106	127	147	155	179	214
mittlere Windungslänge, sekundär	l_{ms}	mm	102	129	155	182	186	167	252
Wickelraumbreite	b_w	mm	22	29	33	39	45	55	55

1. Einleitung

Integrierte Schaltungen bringen der Stromversorgungstechnik folgende Vorteile:

- Vereinfachung des Entwurfs,
- Verringerung des Volumens,
- große Stückzahlen ähnlich aufgebauter Netzteile,
- höhere Zuverlässigkeit gegenüber der klassischen Technik.

1.1. Grundsätzlicher Aufbau stabilisierter elektronischer Spannungsquellen

Stabilisierte Spannungsquellen liefern trotz Schwankungen der Betriebsbedingungen (z. B. der Eingangsspannung, der Umgebungstemperatur oder der Ausgangslast) konstante Spannungen am Ausgang. Zur Lösung dieser Aufgabe sind stetige Proportionalregler (Bild 1) weit verbreitet. Man vergleicht dabei die Ausgangsspannung mit einem vorgegebenen Sollwert (Referenzspannungsquelle). Weicht die Ausgangsspannung vom Sollwert ab, so wird die Abweichung verstärkt (Differenzverstärker) und zur Veränderung der Ausgangsspannung über ein Stellglied (Leistungstransistor) benutzt. Das Stellglied wirkt dabei als veränderbarer Widerstand. Zur Anpassung unterschiedlicher Spannungen an Verstärker und Stellglied werden Widerstandsnetzwerke, z. B. Spannungsteiler, verwendet.

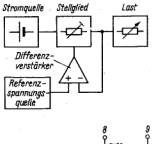


Bild 1 Übersichtsschaltplan eines geregelten Netzteils

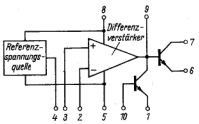


Bild 2 Übersichtsschaltplan des integrierten Spannungsreglers *MAA 723*

Bild 3 Stromlaufplan des integrierten Spannungsreglers *MAA 723*

1.2. Aufbau und technische Daten der integrierten Spannungsregler MAA 723 und MAA 723 H von TESLA (ČSSR)

Der in Epitaxie-Planartechnik aufgebaute, molithisch integrierte Schaltkreis *MAA 723* enthält eine hochkonstante Referenzspannungsquelle, einen Differenzverstärker mit Ausgangsstufe für geringe Ströme und einen zusätzlichen Transistor, der als Kurzschlußschutz wirken kann. Äquivalenztypen dieses Schaltkreises sind international stark verbreitet und werden von anderen Herstellern unter ähnlichen Bezeichnungen angeboten (*µA 723, SN 72723, L 123*). Bild 2 zeigt den Übersichtsschaltplan und Bild 3 die innere Schaltung. Die Ziffern bezeichnen den Gehäuseanschluß. TESLA bietet zwei Ausführungen des Schaltkreises an.

2. Übersicht über die Anwendungsmöglichkeiten

2.1. Spannungsregelteil

Im folgenden wird gezeigt, wie man Spannungsregler für unterschiedliche Ausgangsspannungen bemißt. Zur Vereinfachung der Schaltung soll dabei der interne Leistungstransistor als Stellglied ausreichen. Möglichkeiten der Leistungserhöhung zeigt Abschnitt 3.

2.1.1. Schaltung für Ausgangsspannungen von 2 bis 7 V (Bild 4)

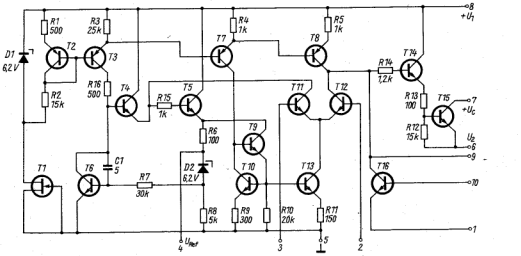
Soll die Ausgangsspannung unter der vom Schaltkreis abgegebenen Referenzspannung liegen, so muß dem Differenzverstärker durch einen Spannungsteiler ein verminderter Sollwert vorgegeben werden. Für die Berechnung gilt:

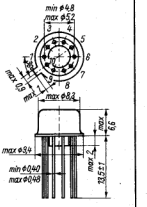
$$U_{Ausg.} = U_{Ref.} \frac{R2}{R1 + R2}.$$

R3 vermindert den Einfluß des Offsetstroms des Differenzverstärkers auf die Konstanz der Ausgangsspannung bei Temperaturänderungen. Sein Wert ergibt sich aus der Parallelschaltung der Widerstände *R1* und *R2*.

2.1.2. Schaltung für Ausgangsspannungen von 7 bis 37 V (Bild 5)

Zur Regelung größerer Spannungen (ab etwa 7 V) liegt der Spannungsteiler an der Ausgangsspannung; die Referenzspan-





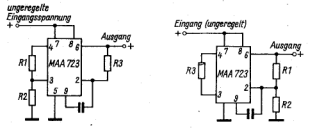


Bild 4 Stromlaufplan für ein Regelnetzteil mit Ausgangsspannungen von 2 bis 7 V

Bild 5 Stromlaufplan für ein Regelnetzteil mit Ausgangsspannungen von 7 bis 37 V

nung befindet sich direkt am Eingang des Differenzverstärkers. Für die Berechnung gilt:

$$U_{Ausg.} = U_{Ref.} \cdot \frac{R1 + R2}{R2}.$$

*R*3 vermindert wieder die Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung. Sein Wert ergibt sich aus der Parallelschaltung der Widerstände *R*1 und *R*2.

2.1.3. Weitere Schaltungsmöglichkeiten

Der Schaltkreis kann auch für andere Netzteilschaltungen verwendet werden. Das gilt z. B. für Spannungen ab 37 V oder für Netzteile, die durch Schaltbetrieb des Längstransistors einen hohen Wirkungsgrad erzielen. Schaltungen findet man in den Unterlagen der Hersteller. Diese Anwendungsfälle sind jedoch für die Amateurtechnik weniger wichtig.

2.2. Kurzschlußsicherheit

Stabilisierte Netzteile kann man mit einer schnell wirkenden und sehr zuverlässigen elektronischen Sicherung versehen.

2.2.1. Strombegrenzung

Häufig genügt es, bei Kurzschluß des Ausgangs den Strom elektronisch so zu begrenzen, daß der maximal zulässige Emitterstrom des Leistungstransistors nicht überschritten wird. Das übernimmt der Transistor T16 des Schaltkreises (Bild 3). Der Laststrom fließt durch einen Meßwiderstand, an dem eine Teilspannung entsteht. Die Begrenzung setzt ein, wenn diese Spannung etwa 0,7 V erreicht. Dann wird T16 leitend und legt die Basis von T14 an Masse. Bild 6 zeigt die Kennlinie dieser Strombegrenzung. Das Produkt aus (begrenztem) Kurzschlußstrom und Eingangsspannung belastet für die Dauer des Kurzschlusses den Schaltkreis.

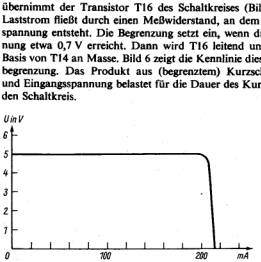


Bild 6 Kennlinie eines Regelnetzteils mit Strombegrenzung

2.2.2. Stromabregelung (»fold-back«-Charakteristik)

Bei der Strombegrenzung wird also die zugeführte Leistung im Kurzschlußfall vollständig im Stellglied als Verlustleistung wirksam. Im planmäßigen Betrieb dagegen werden Bruchteile dieser Leistung in der Schaltung in Wärme umgesetzt. Damit der Leistungstransistor nicht wegen eines möglichen Kurzschlusses besonders leistungsfähig sein muß, wird in der Kennlinie nach Bild 7 der Kurzschlußstrom abgeregelt (»zurückgefalte«, engl. »fold back«), so daß die Belastung des Leistungstransistors innerhalb der zulässigen Grenzen ($P_{V max}$, I_{max}) bleibt.

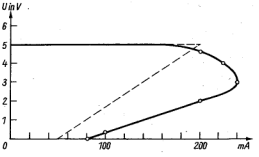


Bild 7 Kennlinie eines Regelnetzteils mit Foldback-Strombegrenzung (gestrichelte Kurve: Rechenwerte, ausgezogene Kurve: gemessen)

3. Anwendungsbeispiele

3.1. Universalnetzteil

Bild 8 zeigt ein Universalnetzteil für einen Spannungsbereich von 2 bis 30 V ohne Umschaltung. Das ist möglich, weil die Referenzspannung auf etwa 2 V geteilt wird, bevor sie als Bezugsnormal zum Differenzverstärker gelangt. Mit einem Spannungteiler auf der Ausgangsseite (Potentiometer) läßt sich nun der gesamte Bereich ohne Umschaltung überstreichen. Der zulässige Ausgangsstrom wurde durch eine *Darlington*-Schaltung mit externen Leistungstransistoren wesentlich erhöht. Die Strombegrenzung ist auf etwa 1,5 A eingestellt.

3.2. Netzteil mit Foldback-Kennlinie

Bild 9 zeigt ein Netzteil für 5 V, dessen Kennlinie in Bild 7 dargestellt ist. Es wurde mit folgenden Näherungsgleichungen dimensioniert:

$$\frac{R3}{R4} = k = \frac{I_k U_A}{0{,}7\ \mathrm{V}\ (I_{max} - I_k)} - 1,$$

$$R5 = \frac{0{,}7\ \mathrm{V}\ (k+1)}{I_k k}.$$

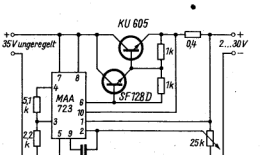


Bild 8 Universal-Regelnetzteil 2 bis 30 V, 1,5 A

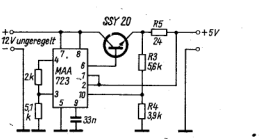


Bild 9 5-V-Regelnetzteil mit Foldback-Strombegrenzung

Grundlegende Eigenschaften von Operationsverstärkern

1. Allgemeines

Die Bezeichnung Operationsverstärker stammt aus dem Fachgebiet der Analogrechentechnik. Dort wurden vor einigen Jahren zuerst Röhrenverstärker, später Transistorverstärker und schließlich integrierte Schaltkreise für Summation, Integration und Differentiation von Analogspannungen eingesetzt.
Nach Schaffung des Grundtyps des monolithisch integrierten Operationsverstärkers – des in der DDR unter der Bezeichnung *A 109* hergestellten OPV – fanden sich aber weite Anwendungsgebiete außerhalb der Analogrechentechnik, vor allem bei elektronischen Meßgeräten, aber auch in der Konsumgüterelektronik.
Ein Operationsverstärker kann durch folgende Eigenschaften gekennzeichnet werden:
- extrem hohe Gleichstromverstärkung, generell im Bereich von 10^4 bis 10^9,
- große Bandbreite von 0 Hz an und Abfall auf $V = 1$ bei Frequenzen von 1 bis 100 MHz mit Flankensteilheit des Abfalls von 6 dB/Oktave oder meist 12 dB/Oktave,
- positive und negative Ausgangsspannung mit einem großen Dynamikbereich (für monolithische OPV ± 10 V),
- sehr geringer Eingangsoffset und geringe Nullpunktdrift als Funktion der Zeit und der Umgebungstemperatur,
- hoher Eingangswiderstand, so daß man den Eingangsstrom des OPV meist vernachlässigen kann (besonders in OPV mit FET-Eingang, wie *µA 741* o. ä.).

Da sich Operationsverstärker gegenkoppeln lassen, arbeiten sie in der Schaltung stabil. Man verringert die Verstärkung der offenen Schleife durch Gegenkopplung bis auf den gewünschten Wert, im Grenzfall auf $V = 1$. Bild 1 zeigt das Symbol für einen OPV mit äußerer Beschaltung. Die Verstärkung für die geschlossene Schleife des OPV, das Verhältnis Z_f/Z_{ein}, ist weitgehend unabhängig von der offenen Schleifenverstärkung des OPV. Dynamische Fehler treten durch die Bandbreitenbegrenzung, das Eigenrauschen sowie Spannungs- und Stromoffset auf.

2. Beispiele für diskret aufgebaute Operationsverstärker

Mit einem Paar MOSFET *SM 104* (ausgesucht auf gleiche Abschnürspannung und gleiche Steilheit), einem Doppeltransistor und einer nachgeschalteten temperaturkompensierten Leistungsverstärkerstufe kann ein OPV aufgebaut werden, der für Eingangsströme bis 10^{-12} A bei ausreichender Temperaturkonstanz eine Ausgangsspannung von 6 V liefert (Bild 2). Über einen Höchstohmwiderstand wird der Verstärker vom Ausgang her insgesamt gegengekoppelt. Durch die Wahl des Widerstandswertes kann man Verstärkung und Empfindlichkeit auf der einen Seite gegen Stabilität auf der anderen Seite eintauschen. Die ersten drei Verstärkerstufen dieses OPV sind im Gegentakt ausgeführt. Über eine als Z-Diode wirkende Basis-Emitter-Strecke ist die Ausgangsstufe mit *SF 128* angekoppelt. Der Ausgang A1 wird mit einem als Z-Diode wirkenden Transistor begrenzt, der Ausgang A2 enthält einen Spannungsteiler 1:2. Die im Emitterkreis des *BFY 91* (bzw. ČSSR-Äquivalent) angeordnete Konstantstromquelle mit dem *SC 206* ist über eine Germanium-Diode *GA 101* temperaturkompensiert. Bei einer stabilen Speisespannung von ± 24 V benötigt der Verstärker 200 mW.
Bild 3 zeigt ein weiteres Beispiel für einen einfachen OPV mit diskreten Bauelementen. Er benötigt gegenüber dem monolithischen *A 109* nur eine niedrige Speisespannung von ± 3 V bei geringem Strombedarf. Natürlich ist er im Frequenzgang und in der erreichbaren Ausgangsamplitude dem *A 109* unterlegen. Auf Grund des niedrigen Eingangsruhestroms von etwa 25 nA und der Spannungsverstärkung $V = 5000$ bei $R_L = 10$ kΩ sowie einer Grenzfrequenz von 140 Hz gehört diese Baugruppe aber noch zu den vielseitig einsetzbaren OPV. Die Eingangsstufe wird von einem Differenzverstärker T1, T2 mit Konstantstromquelle im Emitterkreis und dynamischer Last im Kollektorkreis gebildet. D1 ist in der Schaltung die Basis-Emitter-Strecke eines Transistors *BC 179*. T1 und T2 müssen miteinander im Wärmekontakt stehen. Für höhere Ansprüche an die Temperaturstabilität muß dafür ein Doppeltransistor eingesetzt werden.

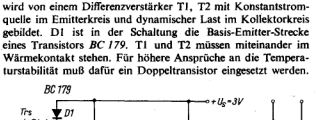
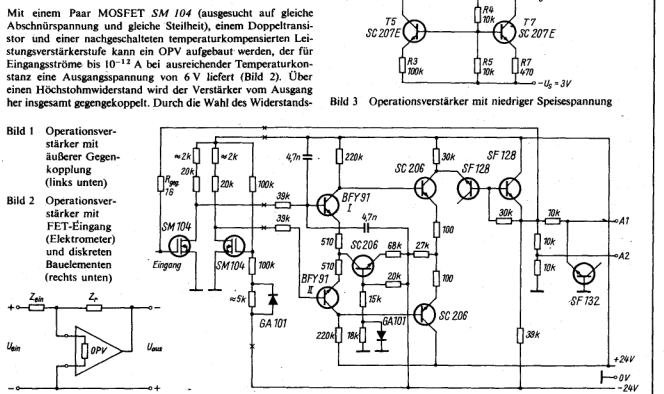


Bild 3 Operationsverstärker mit niedriger Speisespannung

Bild 1 Operationsverstärker mit äußerer Gegenkopplung (links unten)

Bild 2 Operationsverstärker mit FET-Eingang (Elektrometer) und diskreten Bauelementen (rechts unten)



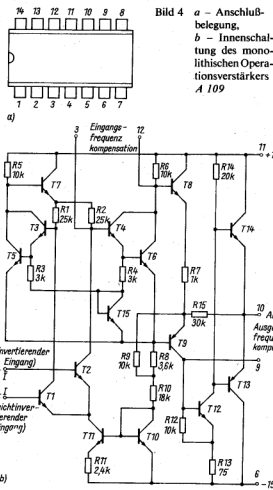


Bild 4 *a* – Anschlußbelegung, *b* – Innenschaltung des monolithischen Operationsverstärkers *A 109*

Das Ausgangssignal wird unsymmetrisch am Kollektor von T4 abgenommen, der Ausgangswiderstand an dieser Stelle liegt bei 5 bis 10 MΩ. T3 und T6 bilden eine *Darlington*-Ausgangsstufe in Kollektorschaltung. Als Emitterwiderstand der Leistungsstufe T3/T6 wirkt eine Konstantstromquelle mit T7. Mit *R7* ist der Kollektorstrom auf 2 mA festgelegt.
Dieser OPV wurde vorzugsweise für Regelstufen oder Gleichstromverstärker dimensioniert. Die Konstantstromquellen sind nicht frequenzgangkompensiert.

3. Der monolithische Operationsverstärker *A 109*

Der heute im weitesten Umfange eingesetzte Operationsverstärker ist der *A 109* (Bild 4 – er entspricht dem µA *709* von *Fairchild*, dem *MAA 503* von *TESLA* und dem *K I UT 531 A* der UdSSR). Er wird von der Halbleiterindustrie der DDR im dual-in-line-Gehäuse *DIL-14* hergestellt und in der Rechentechnik, in der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik und vereinzelt auch in der Konsumgüterelektronik eingesetzt.

Technische Daten:

Betriebsspannung	± 15 V, maximal ± 18 V
Differenzeingangsspannung	± 5 V
Verlustleistung	300 mW
Betriebstemperaturbereich	0 bis + 70 °C
Eingangsoffsetspannung	≦ 7,5 mV
Eingangsoffsetstrom	≦ 1,5 µA
Ausgangsspannung bei $R_L = 10$ kΩ	± 12 V
Gleichtakteingangsspannung	± 10 V maximal
Gleichtaktunterdrückung	CMR ≧ 65 dB
Spannungsverstärkung	$> 10^4$
Eingangswiderstand	50 kΩ
Ausgangswiderstand	≦ 150 Ω

Leistungsbedarf im normalen Arbeitspunkt 200 mW

Im *A 109* sind auf einem Halbleiterchip 14 Transistoren und 15 Widerstände integriert. Es ist zweckmäßig, die Speisespannungen des OPV abzublocken. Damit die Schwingneigung in der positiven Halbwelle der Ausgangsspannung vermieden wird, schaltet man einen Widerstand von 51 Ω in den Ausgang ein. Der maximale Gleichtakteingangsspannungsbereich darf nicht überschritten werden, da es sonst zum »Hängenbleiben« des OPV (latch-up) kommt. Die Ausgangsspannung bleibt dann in einer Endlage, der OPV kehrt also nicht wieder von allein in die Nullage zurück. Bild 5 zeigt die äußere Beschaltung des *A 109* für einen invertierenden Verstärker mit $V = -100$. Der Punkt A kann als virtuelle Masse betrachtet werden. Damit wird $V_s = -R2/R1 = -100$. Der Eingangswiderstand der Schaltung ist (näherungsweise) $R_{ein} \approx R1$. Mit $R3 = 10$ kΩ wird minimale Temperaturdrift erreicht.
Bei Betrieb des *A 109* in geschlossener Schleife werden die Frequenzkompensationsglieder nach Herstellerangaben entsprechend der geschlossenen Schleifenverstärkung bemessen:

V	C_{K1}	R_K	C_{K2}
dB	pF	kΩ	pF
60	12	0	3
50	27		
40	100		
30	270	1,5	10
20	470		20
10	2700		100
0	4700		200

Bild 6 zeigt abschließend einen Dreieck-Rechteck-Impulsgenerator mit zwei OPV. Ein *A 109* wirkt als Relaxationsgenerator, der zweite als Verstärker für die an *C* stehende Dreieckspannung. Die Ausgangsspannung des Relaxationsgenerators wird durch die beiden Transistoren T1 und T2 begrenzt. Je nach Größe des Kondensators ergeben sich unterschiedliche Frequenzen im NF-Bereich.

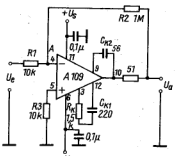


Bild 5 Invertierender Verstärker mit *A 109* ($V = -100$)

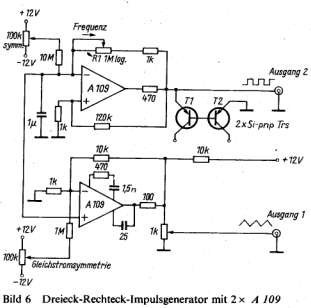


Bild 6 Dreieck-Rechteck-Impulsgenerator mit 2 × *A 109*

Aktive Filter für Niederfrequenz

1. Einleitung

Einfache *RC*-Filter sind als Tief- und Hochpässe schon seit vielen Jahren bekannt. Das Grundprinzip eines aktiven Filters ist die frequenzabhängige Gegenkopplung oder Mitkopplung eines Verstärkers. Als frequenzselektive Elemente setzt man Doppel-T-*RC*-Glieder ein, die z. B. über einen komplexen Emitterfolger mitgekoppelt werden. Mit Einstellpotentiometern läßt sich der Frequenzgang einstellen: die Stärke der Mitkopplung und damit die Güte des jeweiligen Filterkreises und die Flankensteilheit. *RC*-Filter haben kleine Abmessungen, werden durch Magnetfelder nicht beeinflußt, bieten hohe zeitliche Stabilität bei geeigneter Bauelementewahl (Metallschichtwiderstände, keramische Kondensatoren oder Glimmerkondensatoren) sowie reproduzierbare Eigenschaften. Diesen Vorteilen stehen folgende Nachteile gegenüber: geringe Flankensteilheit in der Selektionskurve, hohe Einschaltdämpfung und Probleme bei der Widerstandsanpassung an die übrige Schaltung.

Durch das Angebot an Operationsverstärkern als universelle verstärkende Baugruppen sind seit einiger Zeit »aktive *RC*-Filter« möglich geworden, deren Eigenschaften gegenüber passiven *RC*-Filtern verbessert werden konnten.

2. Einsatz des integrierten Operationsverstärkers *A 109*

Der in der DDR gefertigte Operationsverstärker *A 109* (er entspricht dem internationalen Äquivalent µA *709*) läßt sich als Grundbaustein für aktive *RC*-Filter einsetzen. Man kann dann für die vier Filter-Grundtypen Tiefpaß, Hochpaß, Bandpaß und Bandsperre Grundschaltungen errechnen, die als äußere Beschaltung für den *A 109* die gewünschten Frequenzgänge ergeben. Dabei ist der Operationsverstärker nach der Grundschaltung in Bild 1 zu speisen. Der Verstärker arbeitet mit positiver fester Verstärkung (z. B. $V = +1$) als aktives Element im Filter.

Um die Filter voll kennzeichnen zu können, müssen folgende Parameter bekannt sein:

- Spannungsübertragungsfunktion $H(s)$,
- Schaltungskonfiguration (Typ des Filters, Art des Verstärkers), ausgedrückt durch $N(s)$,
- Sperr- oder Mittenfrequenz ω_0,
- Dämpfungsverhältnis ζ oder Gütefaktor Q,
- Stabilitätsfunktion,
- Werte der passiven Bauelemente (*R* und *C*).

Dabei werden Sperr- oder Mittenfrequenz und Dämpfungsverhältnis im Sinne der Gesamtfilterwirkung gewählt. Daraus resultieren dann die Bauelementewerte. Die Stabilitätsfunktion ergibt ein Empfindlichkeitsmaß gegenüber Bauelementetoleranzen. Bei Einsatz von Bauelementen mit engen Toleranzen liegen die Filterwerte exakt bei den Spezifikationswerten, jedoch sind solche Bauelemente teuer. Daher sollte man keine engeren Bauelementetoleranzen wählen, als sie durch die Stabilitätsfunktion gefordert werden.

Die Spannungsübertragungsfunktion kann als Quotient geschrieben werden:

$$H(s) = \frac{N(s)}{Z(s)} .$$

Der Nenner läßt sich dabei immer in der Form $Z(s) = s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2$ schreiben. Wenn das Dämpfungsverhältnis $\zeta < 1$ ist, liegen die Wurzeln von $Z(s)$ als komplexe Konjugierte auf einem Kreis in der *s*-Ebene, wie Bild 2 zeigt. Der Winkel $\Theta = \arccos \zeta$ und ω_0 bestimmen die Polarkoordinaten der Wurzeln. Durch die Wahl der Bauelementewerte kann der Entwickler die Pole seines Filters willkürlich in der linken Hälfte der *s*-Ebene anordnen. Das Dämpfungsverhältnis bestimmt die Form der Filterkurve in der Nähe von ω_0. Je niedriger das Dämpfungsverhältnis wird, desto länger dauert es für die Filtercharakteristiken asymptotischen Grenzwert der Flankensteilheit mit −40 dB/Dekade zu erreichen. Bei frequenzselektiven Filtern wird oft

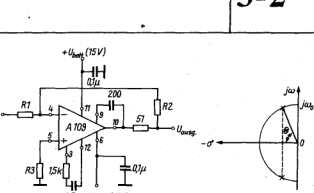


Bild 1 Beschaltung eines Operationsverstärkers *A 109* (für $V = +1$ gilt $R1 = R2 = R3$)

Bild 2 Lage der Pole eines Filters zweiter Ordnung in der komplexen Zahlenebene (s-Ebene)

an Stelle des Dämpfungsverhältnisses der Gütefaktor angegeben. Für diesen gilt $Q = {}^1/_{2\zeta}$; er ist das Verhältnis der Mittenfrequenz ω_0 zur 3-dB-Bandbreite in rad/s.

3. Formeln für die vier Filter-Grundtypen

Typ 1: Tiefpaß

– Übertragungsfunktion

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}$$

– Schaltungskonfiguration (Bild 3)

– Grenzfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C1\,C2}}$$

– Dämpfungsfaktor

$$\zeta = \sqrt{\frac{C2}{C1}}$$

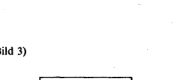


Bild 3 Tiefpaß

– Stabilitätsfunktionen

a) $$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = -\left[\frac{\Delta R}{R} + \frac{1}{2}\frac{\Delta C1}{C1} + \frac{1}{2}\frac{\Delta C2}{C2}\right]$$

b) $$\frac{\Delta\zeta}{\zeta} = \frac{1}{2}\left[\frac{\Delta C2}{C2} - \frac{\Delta C1}{C1}\right]$$

– Bauelementewerte

$$R = \left[\frac{\zeta}{\omega_0}\right]\frac{1}{C2}; \quad C1 = \left[\frac{1}{\zeta^2}\right]\frac{1}{C2}$$

Typ 2: Hochpaß

– Übertragungsfunktion

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}$$

– Schaltungskonfiguration (Bild 4)

– Grenzfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R1\,R2}}$$

– Dämpfungsfaktor

$$\zeta = \sqrt{\frac{R1}{R2}}$$

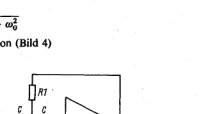


Bild 4 Hochpaß

– Stabilitätsfunktionen

a) $\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = -\left[\frac{\Delta C}{C} + \frac{1}{2}\frac{\Delta R1}{R1} + \frac{1}{2}\frac{\Delta R2}{R2}\right]$

b) $\frac{\Delta\zeta}{\zeta} = \frac{1}{2}\left[\frac{\Delta R1}{R1} - \frac{\Delta R2}{R2}\right]$

– Bauelementewerte

$C = \left[\frac{\zeta}{\omega_0}\right]\frac{1}{R1}; \quad R2 = \left[\frac{1}{\zeta^2}\right]\frac{1}{R1}$

Typ 3: Bandpaß

Bandpaß *A*:

– Übertragungsfunktion

$$H(s) = \frac{K_0(\omega_0/Q)\,s}{s^2 + (\omega_0/Q)\,s + \omega_0^2}$$

– Schaltungskonfiguration (Bild 5)
– Mittenfrequenz

$\omega_0 = \frac{\sqrt{2}}{RC}$

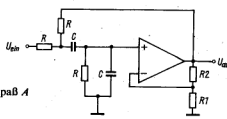


Bild 5 Bandpaß *A*

– Gütefaktor und Verstärkung bei Mittenfrequenz

$Q = \frac{\sqrt{2}}{5 - K}$

$K_0 = \frac{K}{5 - K}$

mit $K = 1 + \frac{R2}{R1}$

– Stabilitätsfunktionen

a) $\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = -\sqrt{2}\left[\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C}\right]$

b) $\frac{\Delta Q}{Q} = \left(2\sqrt{2}Q - 1\right)\left[\frac{\Delta R2}{R2} - \frac{\Delta R1}{R1}\right]$

c) $\frac{\Delta K_0}{K_0} = (3{,}54\,Q)\left[\frac{2{,}84\,Q - 1}{3{,}54\,Q - 1}\right]\left[\frac{\Delta R2}{R2} - \frac{\Delta R1}{R1}\right]$

– Bauelementewerte

$R = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0 C}$

$R2 = \left[4 - \frac{\sqrt{2}}{Q}\right] R1 = (K - 1)\,R1$

Bandpaß *B*:

– Übertragungsfunktion

$$H(s) = \frac{K_0(\omega_0/Q)\,s}{s^2 + \omega_0/Q)\,s + \omega_0^2}$$

– Schaltungskonfiguration (Bild 6)
– Mittenfrequenz

$\omega_0 = \frac{1}{RC}$

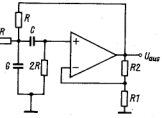


Bild 6 Bandpaß *B*

– Gütefaktor und Verstärkung bei Mittenfrequenz

$Q = \frac{1}{3 - K}$

$K_0 = \frac{K}{3 - K}$ mit $K = 1 + \frac{R2}{R1}$

– Stabilitätsfunktionen

a) $\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = -\left[\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C}\right]$

b) $\frac{\Delta Q}{Q} = (2Q - 1)\left[\frac{\Delta R2}{R2} - \frac{\Delta R1}{R1}\right]$

c) $\frac{\Delta K_0}{K_0} = 3Q\left[\frac{2Q - 1}{3Q - 1}\right]\left[\frac{\Delta R2}{R2} - \frac{\Delta R1}{R1}\right]$

– Bauelementewerte

$R = \frac{1}{\omega_0 C}$

$R2 = \left[2 - \frac{1}{Q}\right] R1 = (K - 1)\,R1$

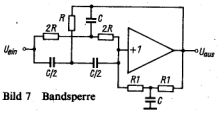


Bild 7 Bandsperre

Typ 4: Bandsperre

– Übertragungsfunktion

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q)\,s + \omega_0^2}$$

– Schaltungskonfiguration (Bild 7)
– Mittenfrequenz

$\omega_0 = \frac{1}{RC}$

– Gütefaktor

$Q = \frac{R1}{4R}$

– Stabilitätsfunktionen

a) $\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = -\left[\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C}\right]$

b) $\frac{\Delta Q}{Q} = \left[\frac{\Delta R1}{R1} - \frac{\Delta R}{R}\right]$

– Bauelementewerte

$R = \frac{1}{\omega_0 C}$

$R1 = \left[\frac{4Q}{\omega_0}\right]\frac{1}{C}$

$C1 = \left[\frac{1}{2Q\ddot{u}}\right] C.$

4. Filter höherer Ordnung

Die bisher beschriebenen Filter sind zweipolige Filter. Zur Erzielung einer besseren Durchlaßkurve und einer steileren Sperrkurve können Filter höherer Ordnung, z. B. dreipolige Filter, eingesetzt werden. Während man bei einem zweipoligen Filter mit einem Operationsverstärker als aktives Element auskommt, werden bei dreipoligen Filtern zwei Verstärker eingesetzt.

Vor- und Steuerverstärker für Stereowiedergabe (Blatt 1)

1. Einleitung

Die Schaltung für diesen Vor- und Steuerverstärker nach Bild 1 wurde so ausgelegt, daß sie möglichst verzerrungsfrei und mit geringen Rausch- oder Brummstörungen arbeitet. Dabei sind Bedien- und Umschaltelemente auf ein Maß reduziert worden, das dem tatsächlichen Bedarf entspricht. Die Gesamtschaltung ist sehr niederohmig, damit erreicht man Störsicherheit gegen von außen eingestreute Störfelder (Netzbrummen, Rundfunksender). Kritische Leitungen können bedenkenlos abgeschirmt werden, ohne daß Höhenverlust durch die Kabelkapazitäten auftritt. Für diesen Aufbau ist es nötig, alle Bedienelemente durch aktive Schaltungsglieder zu entkoppeln – so werden gegenseitige Beeinflussung und Rückwirkung vermieden.
Der Steuerverstärker (beginnend mit dem Lautstärkeregler) ist so ausgelegt, daß er bei Eingangsspannungen von 0,5 V eine Ausgangsspannung von etwa 1,5 V an den Leistungsverstärker abgibt. Da dieser mit etwa 0,7 V voll ausgesteuert ist, ergibt sich noch eine Reserve von 6 dB, um auch leise Programme mit der vollen Lautstärke abhören zu können.

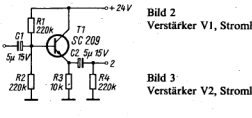


Bild 2
Verstärker V1, Stromlaufplan

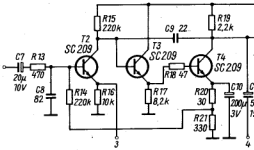


Bild 3
Verstärker V2, Stromlaufplan

2. Schaltungsbeschreibung

Bedingung ist also, daß die Programmquellen an den Lautstärkesteller 0,5 V abgeben. Magnetbandgeräte sollen dafür ausgelegt sein, so daß sich für deren Betrieb eine Zwischenverstärkung erübrigt. Es kann nötig sein, den u. U. hochohmigen Ausgang des Magnetbandgeräts durch einen Impedanzwandler V1 (Bild 2) an den Eingangswiderstand der Schaltung (gebildet aus *R*23 und der Parallelschaltung von *R*26 und *R*27) anzupassen. Vorteilhaft baut man diesen Impedanzwandler im Magnetbandgerät ein, denn damit wird das Gerät niederohmig, und Einstreuupgen von Störungen auf die Zuleitungen werden vermieden.
Der zweite Verstärkerbaustein V2 (Bild 3) hebt die Signalspannungen der Programmquellen Rundfunk und Fono auf den erforderlichen Wert von 0,5 V an. Im Gegensatz zu den allgemein üblichen Schaltungen mit 2 Transistoren wird eine aufwendigere Schaltung mit 3 aktiven Bauelementen eingesetzt, die einige Vorteile bietet. Der magnetische Tonabnehmer gibt nur Spannungen von wenigen Millivolt ab. Für die benötigte Ausgangsamplitude bei 1 kHz ist mindestens eine hundertfache Verstärkung erforderlich. Infolge der Schneidkennlinienentzerrung muß die Verstärkung bei tiefen Frequenzen noch um den Faktor 10 höher sein. Diese Verstärkung läßt sich zwar in zwei Stufen realisieren, jedoch bleibt dabei dann nicht viel Verstärkungsreserve zur Gegenkopplung, so daß – zumindest bei tiefen Frequenzen – der Klirrfaktor auf jeden Fall 1% übersteigt. In der angegebenen Schaltung kann (durch den eingebauten Emitterfolger T3 bedingt) die Verstärkung der ersten Stufe durch einen großen Arbeitswiderstand sehr hoch gewählt werden. Die dritte Stufe hat infolge des kapazitiv überbrückten Emitterwiderstands eine große Verstärkung. (Der Einfluß des sehr niedrigen Eingangswiderstands dieser Stufe wird ebenfalls durch den Emitterfolger abgefangen.) Damit erreicht der Gesamtbaustein eine Verstärkung von etwa 50000. Der Klirrfaktor bleibt im gesamten Übertragungsbereich kleiner als 0,1 %. Bei der großen Leerlaufverstärkung treten bei hohen Frequenzen Phasendrehungen auf, die den Verstärker instabil werden lassen. Durch Einfügen der kapazitiven Gegenkopplung über *C*9 wird der Verstärker völlig stabil. Den Arbeitspunkt des Gesamtverstärkers stellt man als Gleichstromgegenkopplung vom Emitter des dritten Transistors über *R*14 auf den Eingang ein. Damit werden die Eigenschaften des Verstärkers unabhängig von Temperatur und Speisespannung. Die Arbeitspunkte sind mit 0,1 mA (Rauscheigenschaften) für den ersten Transistor, 0,3 mA für den zweiten und 5 mA (Übersteuerungsfestigkeit, Abgabe der Leistung an einen kleinen Arbeitswiderstand) für den dritten Transistor festgelegt. Eine zweite (Wechselspannungs-) Gegenkopplung erfolgt über die *RC*-Kombination *R*8, *R*9, *R*10 und *C*4, *C*5. Damit wird die Schneidkennlinie der Schallplatte entzerrt. (Zur optimalen Ausnutzung der Schallplatte schneidet man die

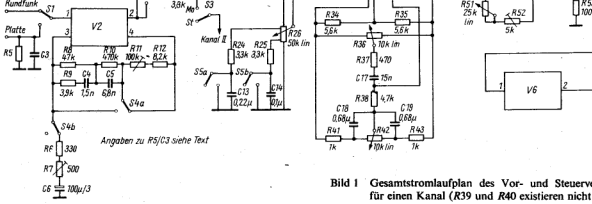


Bild 1 Gesamtstromlaufplan des Vor- und Steuerverstärkers für einen Kanal (*R*39 und *R*40 existieren nicht!)

tiefen Frequenzen mit kleiner Amplitude ein, die Rückentzerrung muß über den Anpassungsverstärker vorgenommen werden.) Durch die hohe Gegenkopplung wird der Ausgangswiderstand des Verstärkers sehr klein.

Die erforderliche Verstärkung für den Tonabnehmerteil kann durch Einstellen des Widerstands *R7* gewählt werden. Damit lassen sich Anpassungen für Eingangsspannungen zwischen 3 und 7 mV erreichen. Das *RC*-Glied *R13*, *C8* im Eingang dämpft hochfrequente (Rundfunk-) Störungen am Eingang. Das Tonabnehmersystem *MS 16* verlangt, im Gegensatz zum international üblichen Wert von 47 kΩ, zur Korrektur des Frequenzgangs einen Abschluß mit dem *RC*-Glied *R5*, *C3* (5,6 kΩ und 4700 pF). Durch Umschalten setzt man die frequenzabhängige Gegenkopplung außer Betrieb, und es wird eine über *R11* einzustellende frequenzlineare Gegenkopplung wirksam. Damit lassen sich zwischen 50 und 250 mV Pegel von Rundfunktunern anpassen. Für die Programmwahl sollten solche Schalter eingesetzt werden, die die nichtbenutzten Signalquellen kurzschließen, damit sie nicht in den Übertragungskanal einstreuen. Hat der Rundfunkteil Ausgangsspannungen über 500 mV, so sollte man ihn ohne den beschriebenen Verstärker (ggf. mit einem Impedanzwandler entsprechend V1) anschließen. Er ist ebenfalls wieder direkt im Rundfunkgerät einzubauen, so daß die Übertragungsleitung durch den niedrigen Ausgangswiderstand unkritisch wird. Damit läßt sich auch V2 (ohne Umschalteinrichtungen) im Plattenabspielgerät unterbringen.

Der Lautstärkesteller *R26* ist mit *RC*-Gliedern beschaltet, die bei kleinen Pegeln die tiefen Töne anheben. Dadurch werden die Eigenschaften des menschlichen Ohres, bei kleinen Lautstärken die tiefen Töne zu vernachlässigen, kompensiert. Beim Verändern der Lautstärke bleibt das Klang-»Gewicht« einigermaßen erhalten. Ähnliches trifft auch für die mittleren Höhen zu. So sollten (nach *Fletcher-Munson*) bei einem Schallpegel von 60 Phon die Frequenzen im Bereich von 5 kHz um etwa 6 bis 8 dB angehoben werden. Für die geforderten Wiedergabekurven ist eine sehr aufwendige Beschaltung nötig. Diese läßt sich vereinfachen, indem Kondensatoren vom Anfang des Stellwiderstands zu den Anzapfungen gelegt werden. Dadurch bevorzugt man aber wieder die Frequenzen oberhalb von 5 kHz. Besser ist es, auf diese Klangbeeinflussung zu verzichten. (Die Höhenwiedergabe reicht im allgemeinen aus, Variationen sind in jedem Fall mit der getrennten Höhen- und Tiefenregelung möglich.)

Der vor dem Mono-Stereo-Umschalter S3 angeordnete Widerstand *R23* ist immer einzusetzen, da sonst beim Zusammenschalten beider Kanäle Verzerrungen auftreten.

Für *R26* ist aus hörphysiologischen Gründen eine logarithmische Kennlinie erwünscht. Solche Potentiometer haben als Tandemausführung für Stereogeräte recht hohe Gleichlauffehler, die sich als »Wandern« des Mitteneindrucks mit der Pegeländerung bemerkbar machen. Bessere Eigenschaften zeigen lineare Potentiometer. Mit der angegebenen Beschaltung läßt sich durch Überbrücken der Kondensatoren *C13*, *C14* eine angenäherte logarithmische Kennlinie bei frequenzlinearer Wiedergabe erreichen. Außerdem vermindern sich durch die Parallelwiderstände Gleichlaufschwankungen des Potentiometers.

Von den drei Anzapfungen des Potentiometers werden nur die zwei masseseitigen beschaltet. Dabei ist die Einstellmöglichkeit für die Lautstärke sehr gut. Bei vielen Industriegeräten stellt man fest, daß die gehörrichtige Lautstärkeeinstellung übertrieben wirkt. Das liegt vor allem an dem zu hohen angebotenen Signalpegel. Schon bei kleinen Einstellwinkeln am Lautstärkepotentiometer (und damit noch starker »gehörrichtiger« Entzerrung) ist die maximale Ausgangsleistung des Verstärkers erreicht.

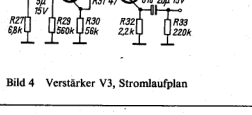


Bild 4 Verstärker V3, Stromlaufplan

Die nachfolgende Baugruppe V3 (zweistufiger Emitterfolger, Bild 4) bildet die sehr niedrige Quellimpedanz für die kontinuierliche Höhen- und Tiefeneinstellung. Dort auftretende Pegelverluste werden im nachfolgenden Verstärkerteil V4 (Bild 5) ausgeglichen. V4 und die nachfolgende Baugruppe V5 sind im Grundaufbau identisch. An den ersten Verstärkertransistor ist eine Impedanzwandlerstufe angeschlossen. Der Gleichstromarbeitspunkt des ersten Transistors wird durch den geteilten Emitterwiderstand des zweiten Transistors bestimmt. Der Kondensator *C21* verhindert Schwingneigungen und begrenzt den Übertragungsbereich, sonst werden durch die Höhenanhebung die Töne über den Hörbereich hinaus bevorzugt übertragen. Der Eingangskondensator *C20* darf kein Elektrolytkondensator sein, da sein Reststrom bei dem hohen Eingangswiderstand der Schaltung die Arbeitspunkte verfälscht. Eine Wechselstromgegenkopplung führt vom Emifter des zweiten Transistors auf den geteilten Arbeitswiderstand der ersten Stufe. In einem zweiten Gegenkopplungszweig liegt die Klangbeeinflussung. Diese niederohmige Schaltung ist so ausgelegt, daß sich ein kräftiges Anheben und Absenken der Tiefen und Höhen ermöglichen läßt (Bild 6). Es wird eine Kennlinie mit konstanter Steilheit angestrebt, die bestimmte Vorteile aufweist. In früheren Jahren wurden sogenannte Kuhschwanzentzerrer gebaut, die auch die mittleren

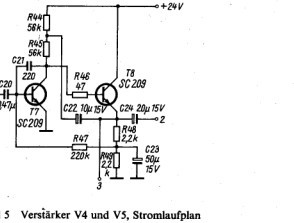


Bild 5 Verstärker V4 und V5, Stromlaufplan

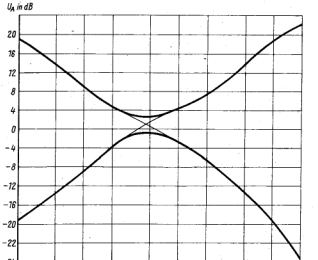


Bild 6 Einstellbereich für Höhen und Tiefen

Lagen der tiefen und hohen Töne stark beeinflußten. Besonders bei der Tiefenwiedergabe wurde der Hörbereich durch »bumsende« Bässe erweitert, ebenso klang die Sprachenwiedergabe unnatürlich. Heute ist man bestrebt, die mittleren Lagen wenig zu beeinflussen und nur die Bereiche, bei denen sich Wiedergabeverluste besonders bemerkbar machen, auszugleichen. Mit dem Schalter S6 läßt sich das Klangeinstellglied abschalten, und die Übertragung erfolgt linear. Der nächste (identisch aufgebaute) Verstärker V5 arbeitet linear, in seinem Gegen-

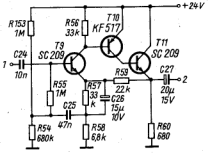


Bild 7 Verstärker V6, Stromlaufplan

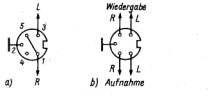


Bild 8 Verdrahtung der Eingangsbuchsen; *a* – alle Tonabnehmer Rundfunk, *b* – Magnetband

Bild 9 Leiterbild und Bestückungsplan der Verstärker V1 (links) und V3, V4, V5 (rechts)

kopplungszweig wird die Balanceeinstellung vorgenommen. Dabei lassen sich die Kanäle wechselseitig um +5 dB bis −15 dB variieren.

Der Ausgang kann durch S7 umgeschaltet werden, entweder direkt zur Ansteuerung der Endverstärker oder zu einem dreistufigen Verstärker V6 (Bild 7), der bei etwa dreifacher Verstärkung das Signal für Kopfhörerwiedergabe anhebt.

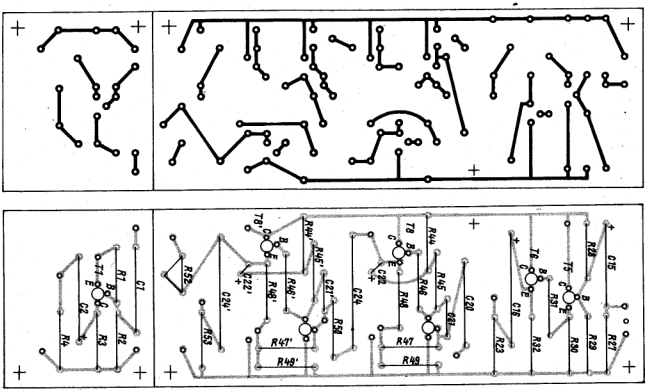
3. Aufbauhinweise

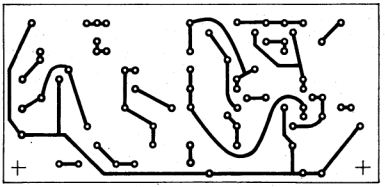
Zur Vereinfachung wurde nur ein Kanal des Verstärkers gezeichnet. Für Stereowiedergabe ist also der doppelte Aufwand notwendig. Einzige Schnittstelle beider Kanäle ist der Mono-Stereo-Umschalter. Alle Bedienelemente müssen für Stereobetrieb ausgelegt sein (Einstellwiderstände als Tandempotentiometer, die Schalter für jeweils zwei Kanäle). Bei frequenzbestimmenden Baugruppen sollten die Bauelemente möglichst gleiche Kennwerte haben. Bild 8 zeigt die Verdrahtung der Eingangsbuchsen.

Die Transistoren müssen, zumindest für die jeweiligen Eingangsstufen, hohe Stromverstärkungswerte haben.

Die 24-V-Versorgungsspannung ist nach Gleichrichtung und Siebung über eine einfache Stabilisierungsstrecke (Z-Diode und Längstransistor) zu führen. Damit wird neben der erforderlichen Konstanz auch eine Verringerung der Brummspannung erreicht.

Beim Aufbau ist auch die richtige Verlegung des Nulleiters von Bedeutung. Diese Leitung ist von der Ausgangsbuchse des Verstärkers (ohne Schluß mit dem Chassis) in der Reihenfolge der Baugruppen zu führen. Am Leitungsende liegt die Eingangsbuchse der Signalquelle mit dem geringsten Eingangspegel, meist die Fonobuchse. Es ist darauf zu achten, daß Masseanschlüsse nicht irgendwo an die Masseleitung gelegt werden, sondern an den in der Schaltung dafür vorgesehenen Punkt. Am günstigsten führt man sie auf die Leiterbahn der gedruckten Schaltung des Verstärkers V3 zurück. Der einzige Verbindungspunkt der





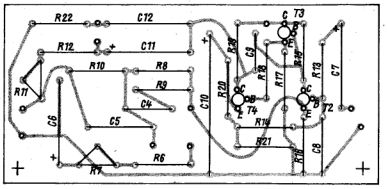


Bild 10 Leiterbild
und Bestückungsplan des Verstärkers V2

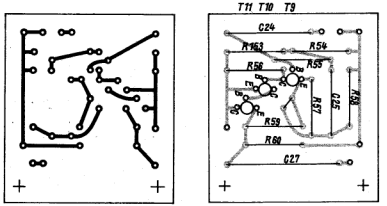


Bild 11 Leiterbild
und Bestückungsplan des Verstärkers V6

Masseleitung an das Chassis ist experimentell zu bestimmen; das kann der Massepunkt des Netzteils oder eine Ausgangs- bzw. Eingangsbuchse sein.
Netzspannungführende Leitungen und Tonfrequenzleitungen dürfen nicht nebeneinander liegen. Netzleitungen sind auf jeden Fall zu verdrillen.
Die in Bild 9 bis Bild 11 gezeigten Leiterbilder und Bestückungspläne der einzelnen Verstärkerteile erleichtern den Nachbau.

Literatur

Ratzki, W.: NF-Vorverstärker in Hi-Fi-Qualität, Funk-Technik 1968, Heft 20 und Heft 21
Ratzki, W.: Vor- und Steuerverstärker für den Selbstbau, Funk-Technik 1971, Heft 3

20-W-Leistungsverstärker für Stereowiedergabe (Blatt 1)

1. Einleitung

Leistungsverstärker haben die Aufgabe, Signalpegel möglichst gering verzerrt auf die für Lautsprecher erforderliche Leistung zu verstärken. Dieses relativ neutrale Verhalten wird bei Klirrfaktorwerten $< 0{,}1\,\%$ erreicht. Dieser Wert erscheint auch im Vergleich zu den übrigen Gliedern der Übertragungskette sinnvoll. Selbst gute Lautsprecher »klirren« bis zu 1 %. Auch der übliche Ratiodetektor im UKW-Empfänger erreicht diesen Wert. Voraussetzung dabei ist noch exakte Abstimmung auf die Zwischenfrequenz. Der ZF-Verstärker erhöht durch Laufzeitunterschiede an den Bandgrenzen den Klirrfaktor.

2. Stromlauf des Verstärkers

Bild 1 zeigt das Prinzip des Leistungsverstärkers. Der erste Verstärkerblock ist für die erforderliche Spannungsverstärkung verantwortlich. Der zweite Teil erlaubt als Stromverstärker die Transformation auf den Lautsprecher als Lastimpedanz. Für den Leistungsteil hat sich die quasikomplementäre Endstufe durchgesetzt. Da dem Amateur oft keine komplementären Transistoren hoher Leistung zur Verfügung stehen, benutzt man als Endstufe Transistoren gleicher Leitfähigkeit (npn). Sie werden von komplementären Transistoren als Treiber gesteuert. Um einen niedrigen Gesamtklirrfaktor zu erreichen, sollte die Verstärkung in der Spannungsverstärkerstufe sehr hoch sein, damit man durch starke Gegenkopplung die Verzerrungen klein halten kann. Für diesen Zweck bietet sich der integrierte Operationsverstärker an. Er vereinigt in kleinem Volumen hohe Verstärkung und hohe Gleichstromstabilität und erlaubt Aussteuerungen bis zu $U_s = 18$ V. Unter diesen Bedingungen ergibt sich die Gesamtschaltung nach Bild 2. Die Speisespannung wird durch den Operationsverstärker *A 109* bestimmt und beträgt in diesem Beispiel ± 16 V. Damit ergibt sich eine Ausgangsleistung von etwa 20 W Sinus an einer Lautsprecherimpedanz von 5 Ω. Man kann die Betriebsspannung höher wählen, muß sie dann aber für den integrierten Schaltkreis auf ± 18 V begrenzen, damit er nicht zerstört wird. Eine Erhöhung der Ausgangsleistung ist mit dieser Maßnahme nicht zu erreichen, da die Endstufe keine Spannungsverstärkung ermöglicht; der gesamte Spannungshub muß vom Operationsverstärker erbracht werden. Die höhere Spannung ist aber für die Benutzung unstabilisierter Stromversorgungen vorteilhaft. Andernfalls bricht die Leerlaufspannung bei höherer Leistung über dem Innenwiderstand des Transformators zusammen, und die volle Ausgangsleistung wird nicht erreicht. Die sehr guten Stabilitätseigenschaften erlauben eine galvanische Kopplung des Lautsprechers, so daß der für niedrige Grenzfrequenzen große Koppelkondensator entfällt. Benötigt wird jedoch ein Netztransformator mit Mittelanzapfung der Sekundärwicklung.

Am Eingang des Verstärkers liegt ein Tiefpaß *R1/C2* zur Unterdrückung hochfrequenter (Rundfunk-) Signale, die im Nahfeld solcher Sender durch Gleichrichtung die gewünschte Signalübertragung stören können. Zur Offsetspannungskompensation wird eine einstellbare Gleichspannung in die Eingangsfrequenzkompensation eingespeist. Im Gegensatz zur Kompensation über die Eingänge läßt sich dadurch ein einfacher Aufbau erreichen. Obwohl sich in dieser Schaltung Schwankungen der Betriebsspannung störker bemerkbar machen, reicht das Ergebnis für den vorliegenden Anwendungsfall (bei stabilisierter Spannung) völlig aus. Es ist auch möglich, in Reihe mit dem Gegenkopplungswiderstand *R3* einen Kondensator großer Kapazität zu schalten. Damit wird die Gegenkopplung für Gleichspannung sehr hoch, und die Ausgangsgleichspannung ist immer gleich Null. Da aber der Einfluß dieses Kondensators auf die Übertragungseigenschaften nicht exakt untersucht werden konnte, während der integrierte Verstärkerbaustein sehr stabil arbeitet, wurde der Kondensator in der Schaltung weggelassen und die angegebene Nullspannungskorrektur vorgesehen. Die Gesamtänderung der Ausgangs-Null-(Gleich-) Spannung blieb kleiner als 5 mV. Eine vergleichbare Restspannung bleibt auch bei kapazitiver Gegenkopplung erhalten, da der erforderliche Elektrolytkondensator stets einen Reststrom fließen läßt.

Der Operationsverstärker hat eine Leerlaufverstärkung von etwa 90 dB. In der Schaltung wird ein Wert zwischen 20 und 30 dB benötigt. Damit ist eine Gegenkopplung von mindestens 60 dB möglich; es werden Klirrfaktorwerte $\leq 0{,}1\,\%$ erreicht. Stabiles Arbeiten des hochverstärkenden Schaltkreises erfordert es, den Frequenzgang durch von außen anzuschließende Kompensationsglieder zu beeinflussen. Wird der Schaltkreis nicht kompensiert, so kann es zur Selbsterregung kommen. Die Größe dieser Kompensation hängt von den erforderlichen Verstärkungswerten ab. Bild 3 zeigt, über der Frequenz aufgetragen, die optimalen Kompensationsglieder für bestimmte Verstärkungswerte des ge-

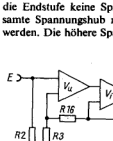


Bild 1 Prinzip des Endverstärkers

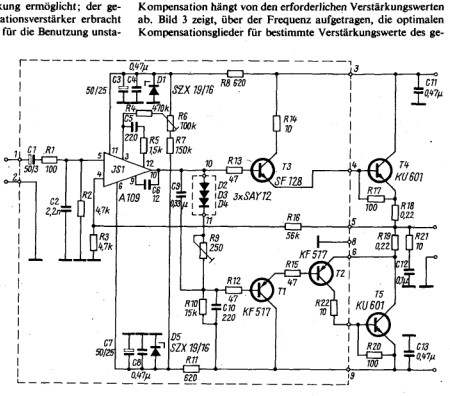


Bild 2
Stromlaufplan des 20-W-Verstärkers

gengekoppelten Verstärkers. Für die vorliegende Schaltung mit einem $V_u \approx 10$ ergeben sich: $C5 = 500$ pF, $R5 = 1{,}5$ kΩ und $C6 = 20$ pF. Für diese Kompensation sinkt die Verstärkung bei 20 kHz jedoch schon auf etwa 50 dB ab. Die Gegenkopplung ist dadurch fast 40 dB geringer als bei 1 kHz, d. h., der Klirrfaktor wird bei der oberen Frequenzgrenze schon erheblich höher sein. Es muß also eine vom optimalen Wert abweichende Frequenzkompensation gefunden werden, um auch für höhere Frequenzen ausreichende Verstärkungsreserven zu haben. Mit $C5 = 220$ pF, $R5 = 1{,}5$ kΩ und $C6 = 12$ pF ist die Verstärkung des nichtgegengekoppelten Verstärkers noch genügend hoch. Beim Frequenzverhalten des Operationsverstärkers interessiert auch die Großsignalverstärkung. Dabei geht es um die Bandbreite, bis zu der ein Signal mit der maximalen Ausgangsspannung übertragen werden kann. Im normalen Tonfrequenzspektrum der üblichen Signalquellen erscheinen die höherfrequenten Anteile mit geringer Amplitude; eine Verringerung der

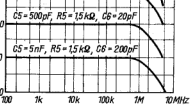


Bild 3 Frequenzgang des gegengekoppelten Verstärkers für verschiedene Werte der Spannungsverstärkung

Leistungsbandbreite würde nicht stören. Will man aber ein Gerät aufbauen, das den Spitzengeräten des internationalen Marktes vergleichbar ist, dann sollte die angegebene Leistung auch bei Frequenzen über 10 kHz noch verzerrungsarm abgegeben werden. Dazu ist der Einfluß der Begrenzung der Maximalaussteuerung zu untersuchen. Begrenzt wird die Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung durch die äußeren Kompensationskondensatoren, denn sie lassen sich nur mit endlicher Geschwindigkeit umladen. Bild 4 zeigt den Einfluß der Kompen-

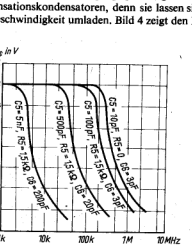


Bild 4 Frequenzgang der Maximalaussteuerung für verschiedene Werte der Frequenzkompensation

sationsglieder auf diese »Slewing-Rate«, auf den Frequenzgang der Maximalaussteuerung. Danach erlauben die gewählten Werte der Frequenzkompensation volle Aussteuerung des Verstärkers auch bei hohen Frequenzen.

Der Operationsverstärker liefert den Strom zur Steuerung der Treibertransistoren, die hohe Stromverstärkungswerte haben sollten. Da erhältliche pnp-Transistoren vergleichsweise niedrige Werte aufweisen, werden in der Schaltung 2 Transistoren des Typs *KF 517* in Reihe geschaltet. Auf die Eigenschaften des Verstärkers hat diese Unsymmetrie keinen negativen Einfluß. Die Ergebnisse zeigen, daß auch die Endtransistoren ungepaart eingesetzt werden können. (Man sollte jedoch zu große Unterschiede vermeiden.) Die Dioden D2, D3 und D4 bewirken in Reihe mit dem Widerstand *R9* die Einstellung der Öffnungsspannung der Treiberstufe und damit des Arbeitspunkts. Die Leistungstransistoren sind in bekannter Weise geschaltet.

Bei einseitigen Endstufen ist (im Gegensatz zu Verstärkern mit Transformatorkopplung) die erreichbare Ausgangsleistung direkt mit der Speisespannung verknüpft:

$$P_{a\max} = \frac{U_b^2}{8R_L}.$$

Zur Bestimmung der Leistung müssen bei der Betriebsspannung die Werte der Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren sowie die Spannungsabfälle über den Emitterwiderständen berücksichtigt werden. Für die Transistoren der Endstufe ergibt sich der maximale Kollektorstrom zu

$$I_{a\max} = \sqrt{\frac{2P_{a\max}}{R_L}}.$$

Dieser Wert wurde für ohmsche Lastwiderstände berechnet. Wegen des induktiven Widerstands der Lautsprecherspule und aus Gründen hoher Sicherheit sollten die Transistoren höhere Ströme vertragen:

$I_a \approx 1{,}3\ I_{a\max}$,

$I_a \approx 4$ A.

Es lassen sich die Transistoren *KT 803*, *KU 605*, *KD 606* o. ä. einsetzen.

3. Aufbauhinweise, Inbetriebnahme

Der Inhalt des gestrichelten Feldes nach Bild 2 sollte auf eine Leiterplatte gebracht werden. Die übrigen Bauelemente montiert man direkt auf das Kühlblech der Leistungstransistoren. Leiterplatte und Kühlblock lassen sich zu einer Einheit verschrauben. Dadurch ergeben sich kürzeste Leitungsführungen, und Abschirmungen können entfallen. Zur Ableitung der in den Transistoren erzeugten Verlustwärme ist ein Kühlkörper mit einem thermischen Widerstand von etwa 5 K/W erforderlich. Dem entspricht eine Blechplatte aus Aluminium mit einer Fläche von etwa 200 cm². Die Platte sollte 1,5 bis 2 mm dick sein. Besser eignet sich ein industriell gefertigtes Kühlprofil, z. B. der Typ *03840*. Bild 5 zeigt die Anordnung der Transistoren auf diesem Profil. Die Dioden zur temperaturkompensierten Arbeitspunkteinstellung können mit Silikonkautschuk (*Cenusil*) auf dem Kühlkörper befestigt werden. Für die Kondensatoren und Widerstände sind Lötstützpunkte nötig. Die Widerstände *R18* und *R19* müssen sich mit einigen Watt belasten lassen. Die Stromversorgung ist einfach aufzubauen: Eine *Graetz*-Brücke richtet die aus einer mittelangezapften Sekundärwicklung des Netztransformators gewonnene Spannung gleich. Für Plus- und Minusspannung wird je ein Ladekondensator von 2000 bis 4000 µF vorgesehen.

Für die Inbetriebnahme des Geräts ist es sinnvoll, die Widerstände *R18* und *R19* zunächst durch solche mit etwa 10fach höherem Widerstandswert zu ersetzen. Dadurch wird die Ausgangsleistung begrenzt, und Kurzschlüsse können nicht zur Zerstörung der Baugruppe führen. Alle Spannungswerte lassen sich einstellen und überprüfen. Nach dieser Funktionsprobe werden die genannten Widerstände durch die Originale ausgetauscht. An *R6* gleicht man auf den Ausgangsspannungswert Null ab. Mit *R9* wird der Ruhestrom des Verstärkers auf 50 mA eingestellt. Nach Einlaufzeit sind die eingestellten Werte zu kontrollieren.

Es empfiehlt sich, die Verstärker direkt mit den Lautsprechern in die dazugehörigen Boxen zu setzen. Neben anderen Vorteilen sind Beschädigungen des Verstärkers und der Lautsprecher durch falsche Anschlüsse ausgeschlossen. Außerdem kann das zugehörige Steuergerät (Vorverstärker) klein gehalten werden. Diesem Aufbau kommt auch der Montagevorschlag des Verstärkers als kompletter Block entgegen.

20-W-Leistungsverstärker für Stereowiedergabe (Blatt 2)

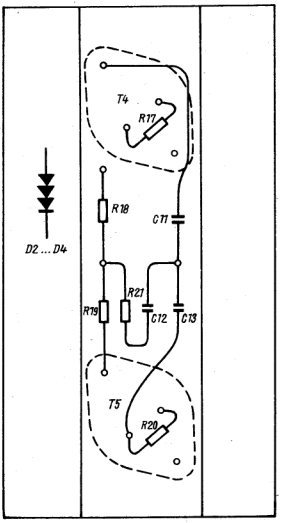
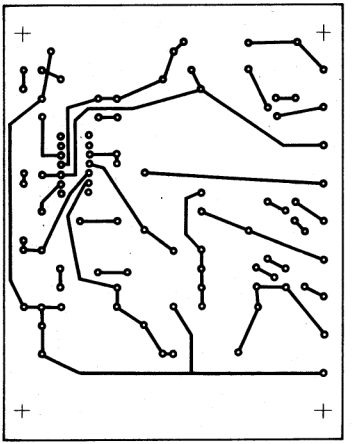


Bild 5
Anordnung der Endstufentransistoren und weiterer Bauelemente auf dem Kühlkörper



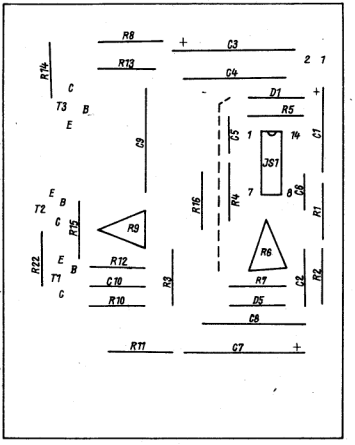


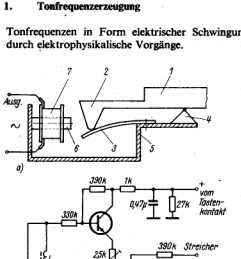
Bild 6
Leiterbild und Bestückungsplan des Endverstärkers

Musikelektronik (Blatt 1)

Die Musikelektronik hat sich zu einem Spezialgebiet der Elektronik entwickelt. Die folgenden Schaltungsbeispiele geben einen Einblick in die Technik der elektronischen Tonfrequenzerzeugung und Tontastung sowie der Klangfarbenbildung und Klangbeeinflussung. Abschließend wird die Anwendung der Grundschaltungen an Hand von Stromlaufplänen einfacher Geräte bzw. elektronischer Musikinstrumente gezeigt. Die vorliegenden Beispiele dokumentieren den Stand der letzten Jahre beim Amateur. Zunehmender Einsatz höher integrierter Schaltkreise führt gegenwärtig zu neuartigen, rationellen Lösungen, über die voraussichtlich in der nächsten Lieferung dieser Sammlung zu berichten sein wird.

1. Tonfrequenzerzeugung

Tonfrequenzen in Form elektrischer Schwingungen entstehen durch elektrophysikalische Vorgänge.



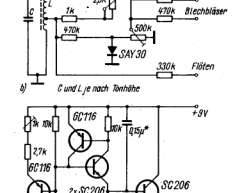


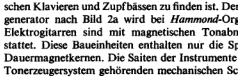
Bild 1 Generatorarten; *a* – elektromechanisches System zur Tonerzeugung (schematisch), *1* Klaviertaste, *2* Anreißmechanismus, *3* Stahlzunge, *4* Tastenlager, *5* Haltewinkel, *6* Magnetkern, *7* Spule, *b* – elektronischer Kurztongenerator für Konzertinstrumente, *c* – hochwertiger Sägezahngenerator für einstimmige Musikinstrumente. Von a^1 (440 Hz) bis gis^2 (830,4 Hz): *R*1 bis *R*12 je 1 kΩ; von a^2 (880 Hz) bis gis^3 (1660,8 Hz): *R*13 bis *R*24 je 0,5 kΩ; von a^3 (1760 Hz) bis c^4 (2092,8 Hz): *R*25 bis *R*27 je 250 Ω

1.1. Elektroakustische Tonfrequenzerzeugung

Mikrofone nehmen die Töne und den charakteristischen Klang mechanischer Musikinstrumente auf und wandeln die Schallwellen in analoge elektrische Schwingungen um. Diese werden durch elektronische Geräte verstärkt und eventuell noch klanglich beeinflußt. Am Ende der Übertragungskette setzen Lautsprecher die in Form elektrischer Schwingungen (Wechselströme) vorhandene elektrische Leistung wieder in Schallenergie um. Außer üblichen Mikrofonen zur Aufnahme von Luftschall kommen auch spezielle Einbaumikrofone (z. B. für Saxophone) oder Körperschallmikrofone (zur Abtastung von Resonatoren mechanischer Musikinstrumente) zur Anwendung. Körperschallmikrofone arbeiten meist nach dem piezoelektrischen Prinzip.

1.2. Elektromechanische oder elektronisch-mechanische Tonfrequenzerzeugung

Bei der Schwingungserzeugung wirken mechanische Teile, wie Stimmgabeln, Tonräder, Saiten u. a., mit elektronischen Schaltungen zusammen. Mechanische und elektronische Bauelemente bilden in der Regel eine Einheit. Derartige Anordnungen sind unter der Bezeichnung *elektromechanische Wandler* bekannt. Meist handelt es sich um elektromagnetische, seltener um elektrodynamische Systeme. Bild 1a zeigt den prinzipiellen Aufbau eines elektromagnetischen Wandlers, wie er in elektromechanischen Klavieren und Zupfbässen zu finden ist. Der Zahnscheibengenerator nach Bild 2a wird bei *Hammond*-Orgeln verwendet. Elektrogitarren sind mit magnetischen Tonabnehmern ausgestattet. Diese Bauelnheiten enthalten nur die Spulen mit ihren Dauermagnetkernen. Die Saiten der Instrumente stellen die zum Tonerzeugersystem gehörenden mechanischen Schwinger dar.



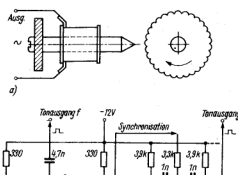


Bild 2 Sinus- und Rechteckgeneratoren; *a* – elektromechanischer Zahnscheibengenerator (*Hammond*-Orgel, Sinusgenerator), *b* – Rechteckgeneratorkaskade für einen Ton in allen Oktavlagen eines mehrstimmigen elektronischen Musikinstruments. Ein kompletter Generatorsatz besteht aus 12 Kaskaden. Dargestellt ist ein Muttergenerator und einer von 5 bis 6 Multivibratoren (Teiler)

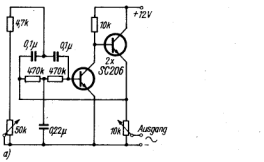
1.3. Rein elektronische (vollelektronische) Tonfrequenzerzeugung

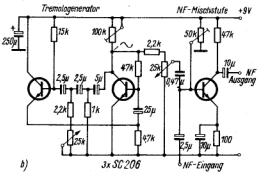
An der Tonerzeugung sind keine mechanischen Schwinger beteiligt. Die elektrischen Schwingungen werden primär von elektronischen Tongeneratoren erzeugt. Bild 1b, Bild 1c, Bild 2b, Bild 3a und Bild 3b zeigen Schaltungsbeispiele. Die von den Tongeneratoren gelieferten Tonfrequenzen gelangen in einem elektronischen Musikinstrument durch Schaltvorgänge beim Spielen des Instruments (Tastsystem) über Vorverstärkerstufen und Klangformungsteile zum Endverstärker. Angeschlossene Lautsprecher strahlen das elektronisch erzeugte Klangspektrum des elektronischen Musikinstrumentes ab.

Vollelektronische Tongeneratoren kommen in elektronischen Instrumenten und Orgeln aller Ausführungsarten, in Rhythmusgeräten (elektronischen Schlagzeugen), Synthesizern u. a. zum Einsatz.

Es gibt Kurzton- und Dauertongeneratoren. Kurztongeneratoren schwingen erst an, wenn der ihnen zugeordnete Ton verlangt wird. Dauertongeneratoren schwingen ständig; die Tonfrequenzen werden z. B. durch Tastenbetätigung nur noch über den Klangformungsteil usw. bis zu den Lautsprechern der Instrumente durchgeschaltet.

Tongeneratoren lassen sich außerdem noch nach der Form ihrer Ausgangsspannung unterscheiden.





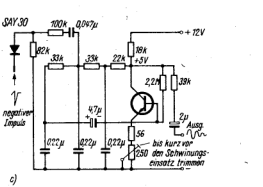


Bild 3 Tiefstfrequenzgeneratoren; *a* – Vibratogenerator* für elektronische Orgeln, *b* – Tremologenerator zum Einbau in Verstärker, *c* – Generator zur Erzeugung gedämpfter Schwingungen (Klanggenerator für große Trommel)

1.3.1 Sinusgeneratoren (Bild 3a bis Bild 3c und Bild 4, Muttergenerator)

Sinusförmige Schwingungen sind oberwellenarm. Sie eignen sich gut zur Nachbildung flötenartiger Klänge. Reine Sinusschwingungen mit einer Frequenz von etwa 3 bis 10 Hz werden z. B. auch zur Erzeugung von Vibrato- und Tremoloeffekten oder zur Bildung von Schlaginstrumentenklängen (Baßtrommeln, Bongos usw.) benötigt.

In Instrumenten, die mit Sinusgeneratoren aufgebaut sind, wird vorzugsweise die additive Klangformungsmethode angewendet: Den sinusförmigen Grundtönen werden sinusförmige Obertöne einstellbarer Amplitude (z. B. durch Zugriegel) überlagert. Dadurch entstehen oberwellenreiche Schwingungen (Klangfarben). Sinusschwingungen können durch Klangformerschaltung auch direkt in obertonreiche Schwingungen umgewandelt werden. Dann ist auch für sie die Anwendung der selektiven Klangbildung möglich. (Absenken oder Anheben der Oberwellen durch Resonanzkreise und Filter; sie stellen die Register eines Instruments dar und lassen sich beliebig zu- oder abschalten.) Oft kommen in einem Instrument unterschiedliche Generatorarten und Klangformungsverfahren gleichzeitig zum Einsatz, um möglichst viele Klangvarianten einstellen zu können.

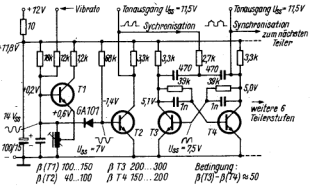


Bild 4 Tongeneratorschaltung (eine von 12 Kaskaden des elektronischen Musikinstruments *ET 6-2*)

1.3.2. Rechteckgeneratoren (Bild 2b und Teilerstufen nach Bild. 4)

Die meisten größeren elektronischen Musikinstrumente industrieller Fertigung sind u. a. aus technologischen Gründen mit Rechteckgeneratoren aufgebaut (12 Muttergeneratoren und bis zu 84 bistabile Multivibratoren zur Frequenzteilung). Den rechteckförmigen Schwingungen fehlen jedoch die für die Klangbildung wichtigen geradzahligen Harmonischen (Oberwellen). Diesen Nachteil vermeiden treppenförmige Spannungen, die aus Rechteckschwingungen gebildet sind. Rechteckgeneratoren (Multivibratoren) werden auch als Taktgeneratoren zur vollautomatischen Steuerung von elektronischen Rhythmusgeräten angewendet. Die bistabilen Teilerstufen haben den Vorteil, daß alle Stufen gleiche Bestückung aufweisen und daß Abgleicharbeiten entfallen.

1.3.3. Sägezahngeneratoren (Bild 1c und Bild 5a bis Bild 5c)

Sägezahnschwingungen enthalten alle gerad- und ungeradzahligen Harmonischen. Das ist für die Klangbildung vorteilhaft. Für die selektive Klangbildung sind nur relativ einfach aufgebaute Filter erforderlich. Durch Überlagerung von Sägezahnschwingungen können auch rechteckförmige Spannungsverläufe erzielt werden. Beim Aufbau von Generatorsätzen für größere Instrumente kommen synchronisierte Sperrschwinger oder transformatorlose Sägezahngeneratoren zum Einsatz. Leider steigt gegenüber bistabilen Multivibratoren der schaltungstechnische und technologische Aufwand bei Sägezahngeneratoren in den Frequenzteilerstufen durch unterschiedliche Bauelementebe-

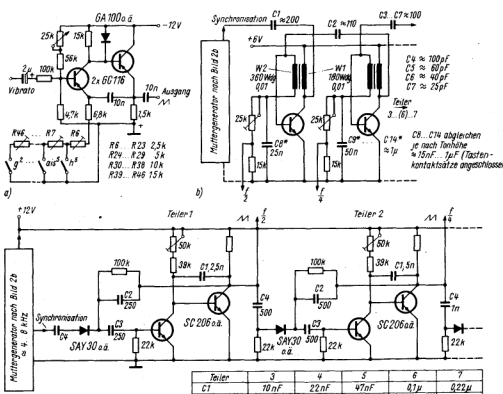


Bild 5 Sägezahngeneratoren; *a* – Generator für einfache einstimmige elektronische Musikinstrumente, *b* – Generator mit Sperrschwingerstufen als Frequenzteiler, *c* Sägezahngenerator ohne Transformatoren

stückung und durch Abgleicharbeiten an. Sägezahngeneratoren kommen am häufigsten in kleinen einstimmigen Instrumenten vor. Der Generator wird z. B. bei Betätigung einer Klaviatur taste auf die jeweils richtige Tonhöhe umgeschaltet (Bild 1c und Bild 5a).

1.3.4. Rauschgeneratoren (Bild 6a bis Bild 6c)

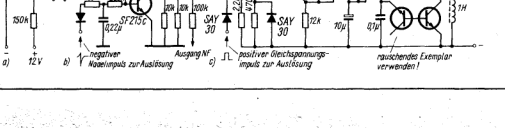
Zur Erzeugung bestimmter Klangspektren in Synthesizern und zur Nachbildung von Schlaginstrumentenklängen (Becken, Besen usw.) wird weißes Rauschen benötigt. Mit Transistoren läßt es sich sehr einfach nach Bild 6a erzeugen.

Bild 6 Rauschgeneratoren und ihre Anwendung; *a* – Prinzipschaltung eines Rauschgenerators, *b* – Klanggenerator für Rumbakugeln, *c* – Klanggenerator für ein Becken

Die Klanggeneratoren für die Schlaginstrumente, wie sie in elektronischen Orgeln oder Rhythmusgeräten zu finden sind, arbeiten als Kurztongeneratoren. Sie schwingen jeweils beim Eintreffen eines Gleichspannungsimpulses an und zeigen einen gedämpften Schwingungsverlauf. Bild 6b und Bild 6c verdeutlichen die Funktion der Klanggeneratoren in Verbindung mit den Rauschgeneratoren. Je nach Bemessung der Bauelemente verändern sich die klanglichen Eigenschaften der Schaltungen. Sie eignen sich gut zum Experimentieren.

1.3.5. Entwicklungstendenzen

Elektronische Konzertorgeln sind in der Regel mit 84 bis 96 voneinander unabhängigen und frequenzstabil schwingenden Kurztongeneratoren bestückt. Das Klangbild verbessert sich gegenüber Instrumenten mit synchronisierten Dauertongeneratoren durch Ein- und Ausschwingvorgänge bei der Tonwiedergabe und durch die Phasenverhältnisse der Einzelgeneratoren sowie durch unbeabsichtigte geringe Stimmungsungenauigkeiten (Schwebungen, vergleiche Zusammenspiel z. B. mehrerer Geiger). Der große Aufwand läßt sich nur bei Instrumenten für die Wiedergabe klassischer Werke (typischer Pfeifenorgelklang) vertreten.



Bei Instrumenten für Unterhaltungs- und Tanzmusik zeichnet sich dagegen das Bestreben ab, alle Tongeneratoren eines Instruments (ausgehend von nur einem Muttergenerator) zu synchronisieren. Die klanglichen Nachteile der starren Stimmungsverhältnisse nimmt man wegen der garantiert konstanten Stimmung aller Töne untereinander in Kauf. Der verwendete Muttergenerator muß ausreichend hoch im Megahertzbereich schwingen. Von seiner Frequenz werden zunächst die 12 Töne der obersten Oktave mit integrierten Schaltkreisen digital abgeleitet. Die Abweichung von der temperierten Stimmung ist minimal und nicht störend, wenn die Frequenz des Muttergenerators ausreichend hoch liegt. Die Töne der tieferen Oktaven entnimmt man, wie bisher, Frequenzteilerkaskaden. Auch diese weisen zunehmend integrierte Schaltkreise auf. Aus der DDR-Produktion ist dazu der binäre Frequenzteiler *U 112 D* geeignet.

2. Tontastung

Beim überwiegenden Teil der industriell hergestellten elektronischen Musikinstrumente werden zur Tontastung noch mechanische Kontakte (Kontaktsätze) benutzt (Bild 7a). Die besonders bei mehrchörigen Instrumenten erforderliche große Zahl von Kontakten (z. B. für eine Taste 8 bis 10 Stück) führte zur Entwicklung integrierter Gatterschaltungen nach Bild 7b. Dioden oder Transistoren sperren die Tonfrequenzen. Jeder Klaviertaste muß nur ein mechanischer Kontakt zugeordnet werden, der bei Tastendruck eine Spannung zum Öffnen der Gatter schaltet.

In der vergangenen Zeit wurden an Stelle von Kontakten in elektronische Musikinstrumente z. B. auch Glimmlampen und Kohleschichtschleifbahnen eingebaut. Weitere Möglichkeiten der Tontastung findet der Leser in der angegebenen Literatur [1].

3. Klangfarbenbildung und Klangbeeinflussung

Die Ausführungen über Tongeneratoren enthalten bereits Prinzipielles zur Klangfarbenbildung. Die Generatoren elektronischer Musikinstrumente erzeugen zunächst Tonfrequenzen mit einer durch die Schaltung vorbestimmten Kurvenform. Da man zur Bildung abwechslungsreicher Klänge ganz unterschiedliche Kurvenverläufe der Tonfrequenzspannungen benötigt, weisen die Musikinstrumente Einrichtungen zur Veränderung der Kurvenverläufe auf (Klangformungsteile). Prinzipiell gibt es zwei Klangformungsverfahren: das selektive (subtraktive) und das additive (Bild 8). Das selektive Verfahren setzt obertonreiche Schwingungen voraus. Das additive Verfahren liegt in reiner Form vor, wenn einem Sinus-Grundton harmonische Sinustöne überlagert werden. Durch die Wahl der Harmonischen (Oberwellen) und durch ihre Amplitudenverhältnisse zueinander entstehen bei ihrer Überlagerung stets obertonreiche Schwingungen. Bekannt ist, daß sich jede beliebige Kurvenform einer Schwin-

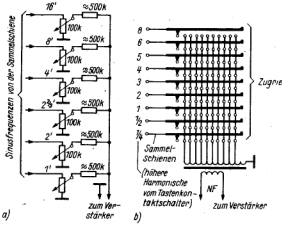
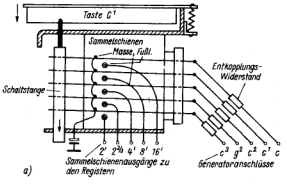
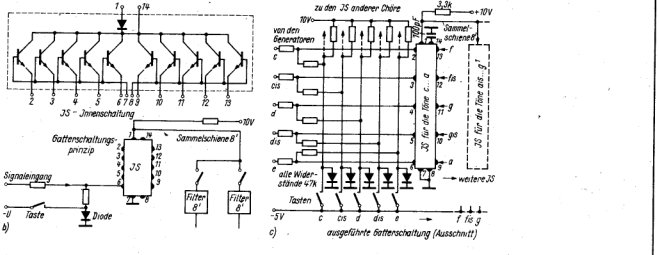


Bild 8 Additive Klangformung; *a* – Addition von Schwingungen durch ein Widerstandsnetzwerk, *b* – Zugriegelschaltung (z. B. Hammondorgel)





gung aus der Addition von Sinusschwingungen ableiten läßt. Neue Kurvenformen entstehen aber auch bei der Addition von bereits mit Obertönen angereicherten Schwingungen. Dieser Fall ergibt sich z. B. beim Einschalten verschiedener Formantregister einer elektronischen Orgel, besonders, wenn die Register zu unterschiedlichen Chören (4′, $2^2/_3$′, 2′ usw.) gehören. In diesem Fall kann von einer additiven Klangbildung im erweiterten Sinn gesprochen werden. In der Praxis wendet man fast immer mehrere Klangformungsverfahren in einem Instrument gleichzeitig an. Bild 8 bis Bild 11 zeigen typische Schaltungen zur Klangformung.

Bei Geräten z. B. der Gitarrenelektronik wird vorzugsweise von einer Klangbeeinflussung gesprochen. Im einfachsten Fall kann es sich dabei um eine Tonblende oder um eine Schaltung zur Höhen- und Tiefenanhebung handeln. Eine solche Klangbeeinflussung ist beispielsweise auch der sogenannte Wah-Wah-Effekt, der eine ständige stufenlose Klangfarbenänderung darstellt. Man erzeugt ihn manuell durch Fußschweller oder auch automatisch. Weitere Effekte sind Tremolo-, Verzerrer- und Orgeleffekt. Von elektronischen Orgeln sind Klangeffektschaltungen wie Sustain, Vibrato, Perkussion, Glisando und der Hawaiigitarreneffekt bekannt. Halleinrichtungen findet man außer in Musikinstrumenten auch in Verstärkern (z. B. in den *regent*-Verstärkern mit den Bezeichnungen *30 H*, *600 H* oder *1 000 H*). Echoeffekte werden mit magnetischen Aufzeichnungsgeräten erzeugt. Als Tonträger verwendet man Magnetbandschleifen oder spezielle Scheiben aus ferromagnetischen Legierungen. Die Geräte gestatten auch die Einstellung von Halleffekten.

In diese Schaltungssammlung konnten nur einige typische Schaltungsbeispiele aus den wesentlichsten Themenkomplexen aufgenommen werden. Die Schaltungstechnik insgesamt ist viel umfangreicher, so daß auf die angegebene Literatur orientiert werden muß.

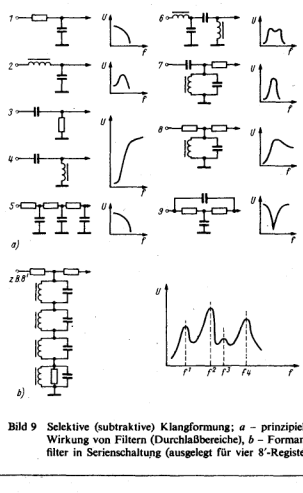


Bild 9 Selektive (subtraktive) Klangformung; *a* – prinzipielle Wirkung von Filtern (Durchlaßbereiche), *b* – Formantfilter in Serienschaltung (ausgelegt für vier 8′-Register)

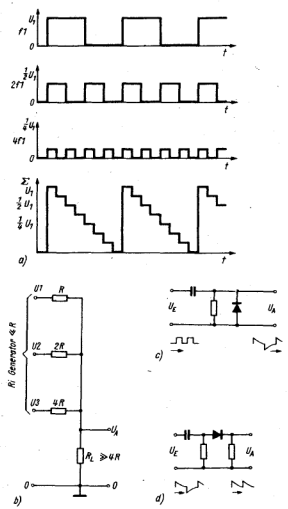


Bild 10 Spezielle Schaltungen zur Klangformung; *a* – Prinzip der Treppenspannungsbildung aus Rechtecksignalen, *b* – Widerstandsnetzwerk zur Bildung von treppenförmigen Spannungsverläufen, *c* und *d* – Klangformerschaltungen mit Dioden

4. Einfache Geräte und Musikinstrumente

Bild 12 zeigt ein Zusatzgerät für Elektrogitarren mit den Effekten »Verzerrer« und »Wah-Wah«. Der Schalter S3 wird in der Endstellung des Fußschwellerpedals betätigt (Druckschalter zum Umschalten der Signalwege). S1 und S2 sind, wie die Regler P1 und P2, für die Bedienung von Hand ausgeführt.

Interessant ist das von dem sowjetischen Physiker *Theremin* entwickelte »Ätherwelleninstrument«. Das in Bild 13 dargestellte transistorisierte Gerät beruht auf diesem Prinzip. Es ermöglicht die Wiedergabe ungewöhnlicher Klänge und läßt sich sehr effektvoll einsetzen. Zum »Spielen« des Instruments braucht man vor allem nur ein gutes musikalisches Gehör und etwas Übung, denn Tonhöhenänderungen werden durch Handbewegungen in der Nähe der Stabantenne des Geräts hervorgerufen und erfolgen gleitend. Der Funktion des Ätherwelleninstruments liegt das Prinzip des Schwebungsgenerators zugrunde.

Die Soundorgel nach Bild 14 enthält einige Grundschaltungen aus der vorliegenden Schaltungssammlung (Sägezahngenerator,

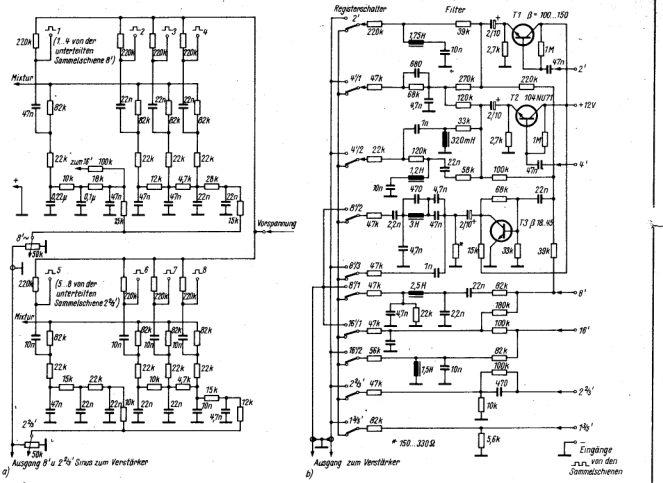


Bild 11 Schaltungsbeispiele aus Klangformungsteilen; *a* – Bildung sinusförmiger Spannungsverläufe aus obertonreichen Tonfrequenzen (Schaltungsausschnitt aus dem Stromlaufplan des Instruments *TO 200/5* bzw. des *ET 6-2*, Flötenregister), *b* – Formantregister der Transistororgel *TO 200/5* (selektive bzw. subtraktive Klangformung und Treppenspannungsbildung)

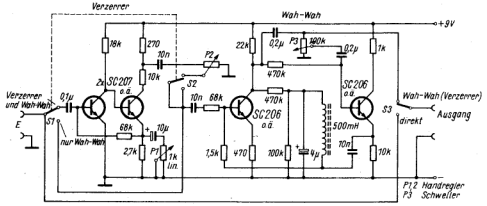


Bild 12 Wah-Wah-Gerät mit Verzerrer für Elektrogitarren

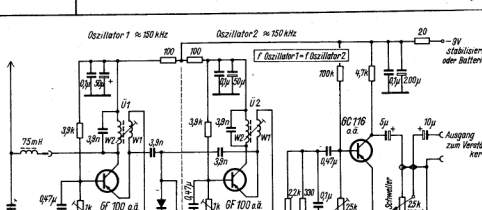
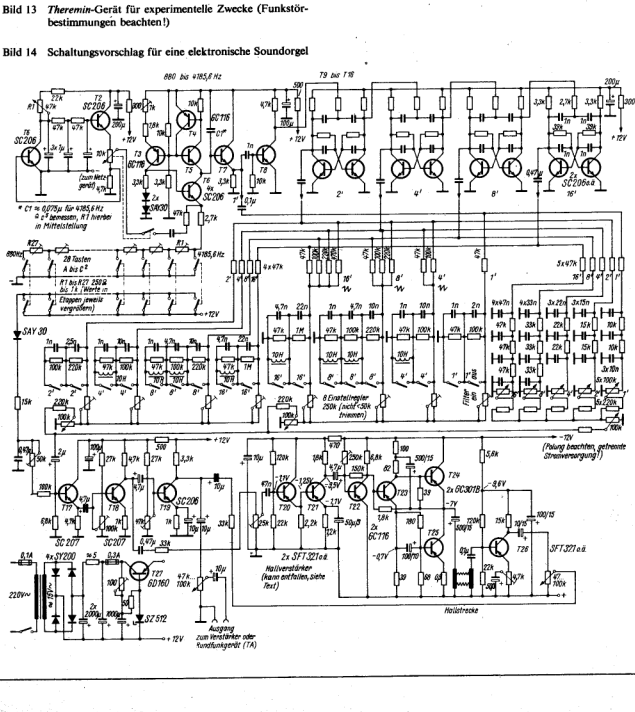


Bild 13 *Theremin*-Gerät für experimentelle Zwecke (Funkstörbestimmungen beachten!)

Bild 14 Schaltungsvorschlag für eine elektronische Soundorgel



Frequenzteiler, Treppenspannungsbildung und Filter). Bei Tastenbetätigung muß zuerst der Tonfrequenzkontakt und kurz danach der zugeordnete Kontakt für den Regelverstärker schließen, wenn ein weicher Toneinsatz erzielt werden soll. Weitere Gerätevarianten sind nach [2] möglich. Die Soundorgel eignet sich sehr gut zum Experimentieren, weil man besonders in den Filterbaugruppen mit geringem Aufwand Veränderungen vornehmen kann. Das Instrument ist im Prinzip einstimmig. Auf Wunsch kann jedoch mit jedem Tastendruck ein Akkord erklingen (Register). Es lassen sich sehr unterschiedliche Klangfarben einstellen. Der Hallverstärker ist nicht unbedingt erforderlich, er verbessert aber das Klangbild des Instruments wesentlich.

Ein noch vielseitigeres Instrument entsteht, wenn für jede Hand einzeln eine Schaltung nach Bild 14 aufgebaut wird. Vom Ausgang der Transistorstufe T16 an kann der NF-Kanal für beide Tonteile gemeinsam genutzt werden. Triospiel wird durch den Einbau einer dritten gleichen Schaltung für ein Fußpedal möglich. Das Klangbild eines derartigen Instruments kommt dem großer elektronischer Orgeln nahe.

Literatur

[1] *Engel, G.:* Elektromechanische und vollelektronische Musikinstrumente, Band 132 bis Band 135 der Reihe electronica, Militärverlag der DDR 1975
(Weitere Literaturangaben sind dort)

[2] *Schubert, K.-H.:* Einfache elektronische Musikinstrumente, Elektronisches Jahrbuch 1977, S. 240, Militärverlag der DDR

Schieberegister (Blatt 1)

1. Einleitung

Schieberegister haben die Aufgabe, bestimmte Informationen aufzunehmen und nach längerer oder kürzerer Zeit wieder in gleicher oder umgewandelter Form abzugeben. Sie erfüllen also eine Zwischenspeicher- bzw. Umsetzer-Funktion. Noch vor wenigen Jahren wurden solche Schieberegister auf der Basis diskreter Bauelemente realisiert. Speicherelement des Schieberegisters ist im allgemeinen der bistabile Multivibrator oder Flip-Flop (FF).
Für jedes zu speichernde Bit ist also ein FF erforderlich. Daraus resultiert der große Bauelementeaufwand bei der diskreten Technik.
Durch die integrierte Technik hat sich der Aufbau von Schieberegistern wesentlich vereinfacht. Damit sind Schieberegister auch für den Amateur interessant geworden. Hinzu kommt, daß die Grundbausteine, also Flip-Flop und auch komplette integrierte Schieberegister, im Einzelhandel erhältlich sind. Im folgenden Beitrag sind unterschiedliche Schieberegister aus TTL-Grundbausteinen beschrieben. Weitere Informationen enthalten auch die Blätter zum Themenkreis »Digitale Zählтechnik«.

2. Wichtigste Schieberegisterarten

Man unterscheidet zwei verschiedene Möglichkeiten der Informationseingabe in ein Schieberegister. Die dem Schieberegister entsprechende Anzahl von Informationen (L- oder H-Signale) können zeitlich nacheinander, also seriell, an den seriellen Eingang gelegt werden. Zu jeder Information, die übernommen werden soll, gehört ein Taktimpuls. Jeder weitere Taktimpuls schiebt die im ersten FF enthaltene Information um einen Speicherplatz weiter. Daher kann auch mit jedem Taktimpuls eine neue Information in das erste FF eingespeichert werden. Aus dieser Funktionsweise folgt die Bezeichnung Schieberegister. Diese Betriebsart erfordert nur eine Eingangsleitung. Da aber die Informationen nacheinander übertragen werden, dauert die Übertragung der Gesamtinformation erheblich länger. Diese Betriebsart wendet man vorwiegend dann an, wenn die Information über längere Leitungen übertragen werden soll.
Die zweite Möglichkeit der Informationseingabe besteht in der Paralleleingabe. Alle zur Gesamtinformation gehörenden Teilinformationen werden gleichzeitig an die Paralleleingänge des Schieberegisters angelegt. Nach einem Taktimpuls, der gleichzeitig an jedes der Speicher-FF gelangt, ist die Gesamtinformation im Schieberegister enthalten und steht zur Weiterverarbeitung bereit. Für diese Art der Eingabe benötigt man nur einen Bruchteil der Zeit, die bei serieller Eingabe erforderlich ist. Dafür wird aber ein Vielfaches an Leitungen benötigt.
Ebenso wie bei der Informationseingabe unterscheidet man auch zwei Betriebsarten bei der Informationsausgabe eines Schieberegisters. Die Teilinformationen erscheinen nach je einem Taktimpuls am seriellen Ausgang oder gleichzeitig ständig an den parallelen Ausgängen.
Von den aufgezählten Eingabe- und Ausgabemöglichkeiten haben fast alle Kombinationen praktische Bedeutung (s. Tabelle 1). Eine Ausnahme bildet die parallele Ein- und Ausgabe, da es sich im eigentlichen Sinne nicht mehr um ein Schieberegister handelt.
Weiter unterscheidet man Schieberegister für linksseitiges, für rechtsseitiges sowie für links- und rechtsseitiges Schieben.
Gebräuchlich ist auch die Bezeichnung Vor- und Rückwärts-»Schieben«. Damit wird ausgesagt, daß eine im Schieberegister vorhandene Information weiter in das nächste Speicher-FF (Vorwärts- oder rechtsseitiges Schieben) oder zurück zum vorangehenden Speicher-FF geschoben werden kann (Rückwärts- oder linksseitiges Schieben). Im dritten Fall sind beide Schiebemöglichkeiten gegeben.
Nach Tabelle 1 ergibt sich ein weiteres Anwendungsgebiet als Parallel-Serien-Umsetzer und als Serien-Parallel-Umsetzer.

Beispiel
In einem Gerät liegt ein fünfstelliges BCD-verschlüsseltes Ergebnis vor. Dieses Ergebnis soll an einer entfernten Stelle angezeigt werden. Mit zwei Schieberegistern verringert sich die Anzahl der dafür sonst nötigen Leitungen von 21 auf 3. Im Gerät wird das fünfstellige Ergebnis in ein Schieberegister mit der entsprechenden Zahl von Speicherplätzen parallel eingegeben. Anschließend überträgt man über eine Leitung die BCD-Information seriell; auf einer zweiten Leitung wird der Taktimpuls übertragen. Diese serielle Information läuft in das Empfangsschieberegister und läßt sich von dort durch die parallele Ausgabe direkt oder über Speicher anzeigen.

3. Schaltungsbeispiele

Bei einem Schieberegister mit serieller Eingabe übernimmt jedes Speicher-FF beim Taktimpuls die Information des vorhergehenden FF. Daraus ergibt sich, daß die neue Information eines FF erst an den Ausgängen erscheinen darf, wenn das nachfolgende FF die bisherige Information übernommen hat. Damit muß jedes Speicher-FF eine neue Information aufnehmen, bevor es seine bisherige Information abgeben kann.
Für den Aufbau eines Schieberegisters kommen deshalb nur FF mit Zwischenspeicher in Frage. Besonders eignet sich z. B. das integrierte FF *D 172*. Es handelt sich dabei um ein J-K-FF, das nach dem Master-Slave-Prinzip arbeitet. Während der Vorderflanke des Taktimpulses wird das Zwischenspeicher-FF (master) vom eigentlichen Speicher-FF (Slave) abgetrennt, und der Master übernimmt die Information der J-K-Eingänge.
Während der Rückflanke werden die J-K-Eingänge gesperrt, und die Information wird in das Slave-FF übertragen.
Aus 4 solchen FF entsteht (s. Bild 1) ein 4-Bit-Schieberegister mit serieller Eingabe. Die Ausgabe ist seriell und parallel möglich.

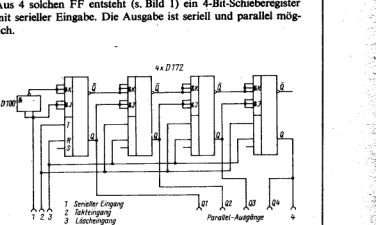


Bild 1 Schieberegister mit seriellem Eingang und seriellen sowie parallelen Ausgängen

Tabelle Anwendungsmöglichkeiten von Schieberegistern als Parallel-Serien- bzw. Serien-Parallel-Umsetzer

Eingabe	ser.	ser.	ser.	par.	par.	ser. + par.	ser. + par.	ser. + par.
Ausgabe	par.	ser.	ser. + par.	ser.	ser. + par.	ser.	par.	ser. + par.

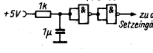


Bild 2 Schaltung zum Löschen des Schieberegisters nach dem Einschalten der Betriebsspannung

Befindet sich am seriellen Eingang z. B. ein H-Signal, so liegt dieses H-Signal auch an den UND-verknüpften J-Eingängen und in negierter Form an den K-Eingängen. Nach dem ersten Taktimpuls erscheint am Q-Ausgang des ersten FF ein H-Signal; am $\bar{Q}$-Ausgang steht dann ein L-Signal.

Nach dem zweiten Taktimpuls läßt sich das gleiche Signal an den Ausgängen des zweiten FF feststellen. Nach 4 Taktimpulsen ist also eine aus 4 Bit bestehende Signalfolge im Schieberegister gespeichert und kann an den 4 Parallel-Ausgängen entnommen werden. Nach weiteren 4 Taktimpulsen hat diese aus 4 Bit bestehende Information am Ausgang Q des letzten FF das Schieberegister verlassen. Die Inverterstufe zwischen J- und K-Eingängen des ersten FF ist, wie die Wahrheitstabelle des FF *D 172* zeigt, unbedingt erforderlich.

Die 3 J- und K-Eingänge sind in diesem Fall miteinander verbunden. Daher steht an den Parallelausgängen Q1 bis Q3 nur ein »fan out« von 7 zur Verfügung. Durch eine einfache schaltungstechnische Maßnahme läßt sich das »fan out« auf 9 erhöhen. Dazu werden die nicht benötigten J- und K-Eingänge über einen Widerstand mit dem Pluspol der Betriebsspannung verbunden. Alle R-Eingänge der FF sind miteinander gekoppelt. Über den gemeinsamen Eingang kann der Inhalt des Schieberegisters durch ein L-Signal gelöscht werden. Dieser Eingang ist ebenfalls zu benutzen, wenn sich nach dem Einschalten der Betriebsspannung jedes FF in eine beliebige Lage stellt und damit einen Registerinhalt vortäuschen würde.

Durch eine Schaltungsanordnung nach Bild 2 kann das Schieberegister mit dem Einschalten der Betriebsspannung automatisch auf 0 gesetzt werden. Das geschieht wie folgt: Im Einschaltmoment bildet der Kondensator einen Kurzschluß. Es entsteht am Ausgang des ersten Gatters ein H-Signal. Damit erscheint am Ausgang des zweiten Gatters ein L-Signal, das den vorgetäuschten Registerinhalt löscht. Nach kurzer Zeit lädt sich der Kondensator auf. Es entsteht am Ausgang des zweiten Gatters ein H-Pegel, der die Setzeingänge sperrt. Bei der Ansteuerung des Schieberegisters ist darauf zu achten, daß die Setzeingänge und der Takteingang jeweils 2 Lasteinheiten darstellen. Für Schieberegister mit mehr als 5 FF sind Leistungsgatter einzusetzen.

Bild 3 zeigt das gleiche Schieberegister wie Bild 1, nur wurde es mit einer Umsteuerung versehen. Diese ermöglicht ein rechtsseitiges oder linksseitiges Schieben des Registerinhalts.

Liegt am Steuereingang ein H-Signal an, so bilden jeweils alle linken Eingangsgatter (G13, G23, G33, G43) geöffnete und alle rechten Eingangsgatter (G14, G24, G34, G44) gesperrte Torschaltungen. Über den Eingang »rechts« gelangt also die erste Information auf den J-Eingang und in invertierter Form auf den K-Eingang. Mit dem ersten Taktimpuls wird diese Information in das erste FF aufgenommen. Über die nächste Torschaltung sind die Eingänge des zweiten FF mit dem Ausgang Q des ersten FF verbunden, so daß mit dem zweiten Taktimpuls die Information des ersten FF in das zweite FF übertragen wird. Ändert sich der Signalpegel am Steuereingang, so werden die vorher geöffneten Torschaltungen gesperrt und die gesperrten geöffnet. Liegt L am Steuereingang, so ist der Ausgang des vierten FF mit dem Eingang des dritten FF verbunden, der Ausgang des dritten FF mit dem Eingang des zweiten FF usw. Mit jedem weiteren Taktimpuls wird jetzt der Schieberegisterinhalt wieder zurück in Richtung zum ersten FF geschoben. Der Signalwechsel am Steuereingang muß zwischen zwei Taktimpulsen erfolgen. Anderenfalls kann der gesamte Inhalt des Schieberegisters durcheinandergeraten.

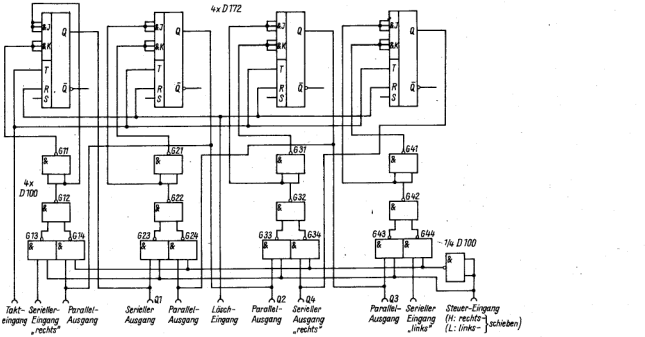
Das Schieberegister wird nach dem Einschalten der Betriebsspannung in gleicher Weise wie bei dem Schieberegister mit Schaltung nach Bild 1 gelöscht.

Die Schieberegister nach Bild 1 und Bild 3 sind für eine serielle Eingabe und u. a. für parallele Ausgabe der Informationen vorgesehen. Sie können also als Serien-Parallel-Umsetzer arbeiten.

Das Schieberegister nach Bild 4 eignet sich sowohl für serielle und parallele Eingabe als auch für serielle und parallele Ausgabe. Es kann als Parallel-Serien-Umsetzer und als Serien-Parallel-Umsetzer arbeiten.

Funktion der Eingabeschaltung: Liegt der Takteingang für die Paralleleingabe auf L-Potential, so führen die angeschlossenen Gatter am Ausgang H-Potential und haben damit auf die Setzeingänge R und S der FF keine Wirkung. Nehmen der Takteingang für Paralleleingabe und ein Paralleleingang H-Potential an,

Bild 3 Schieberegister mit seriellen Eingängen sowie seriellen und parallelen Ausgängen für Rechts- und Links-Schiebebetrieb



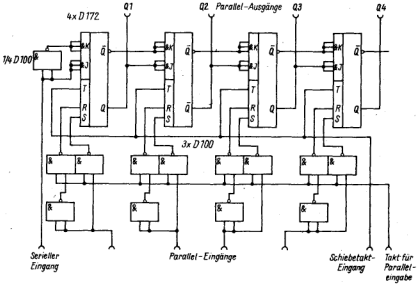


Bild 4 Schieberegister mit seriellem sowie parallelem Eingang und seriellen bzw. parallelen Ausgängen

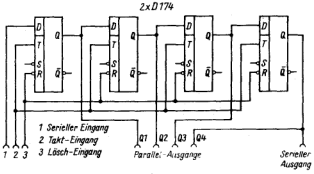


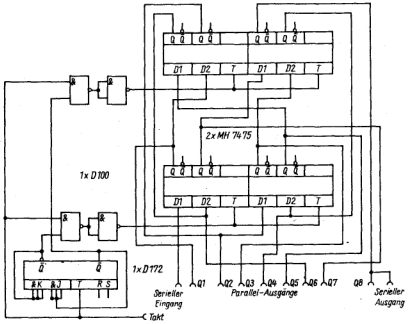
Bild 5 Schieberegister aus D-Zwischenspeicher-Flip-Flop

Bild 6 Schieberegister aus einfachen D-Flip-Flop ohne Zwischenspeicher

so entsteht am Setzeingang S des betreffenden FF L-Potential, und der Q-Ausgang wird auf L gesetzt. Nimmt der Paralleleingang aber L-Potential an, so entsteht am Setzeingang R L-Potential, und der Ausgang Q wird auf H gesetzt.

Die in Bild 1, Bild 3 und Bild 4 dargestellten Schieberegister können auch vorteilhaft mit dem Schaltkreis *D 174* aufgebaut werden. Er enthält zwei flankengetriggerte D-FF. Statt zweier J-K-Eingänge hat das D-FF nur einen D-Eingang. Der Taktimpuls bewirkt, daß die Information am D-Eingang zum Ausgang Q übertragen wird. Es ergeben sich geringfügige Schaltungsänderungen, die aus Bild 5 zu ersehen sind.

Für den Aufbau von Schieberegistern mit einer größeren Anzahl von Speicherplätzen eignet sich auch der Schaltkreis *MH 7475* (TESLA, ČSSR). Er besteht aus 4 einfachen D-Speicher-FF. Sie haben keinen Zwischenspeicher und erfüllen daher zunächst nicht die bereits beschriebenen Anforderungen an ein für Schieberegister geeignetes FF. Bei einem solchen D-Speicher-



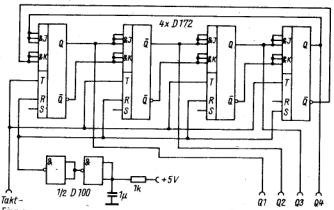


Bild 7 Zum Ringzähler zusammengeschaltetes Schieberegister

FF erscheint, solange am Takteingang H-Potential liegt, die Information des D-Eingangs sofort am Q-Ausgang. Die Eingangsinformation würde damit beim ersten Taktimpuls das gesamte Schieberegister durchlaufen.

Man muß also durch schaltungstechnische Maßnahmen eine Zwei-Phasen-Steuerung des Schieberegisters nach Bild 6 vornehmen. Nach dem Löschen des Registers öffnet das Steuer-FF *D 172* die entsprechende Torschaltung, und der erste Taktimpuls gelangt zum ersten Speicher-FF. Die Eingangsinformation wird damit übernommen. Das zweite Speicher-FF erhält keinen Taktimpuls und kann also die Information vom Ausgang des ersten FF nicht übernehmen. Gleichzeitig mit dem Taktimpuls wechselt das Steuer-FF seine Lage und gibt den Takteingang für das zweite Speicher-FF frei, das mit dem nächsten Taktimpuls die Information aus dem ersten Speicher-FF übernehmen kann. Erst mit dem dritten Taktimpuls kann das erste Speicher-FF eine neue Information übernehmen. Daraus geht hervor, daß die Taktfrequenz doppelt so hoch sein muß wie die Frequenz der angebotenen Eingangsinformationen.

4. Schieberegister als Ringzähler

Zum Aufbau elektronischer Zähler eignen sich zu Binärzählern zusammengeschaltete FF. Auf diese Weise sind mit 4 FF bereits 16 Zählschritte möglich. Schwieriger ist das Problem, wenn das Ausgangssignal eines solchen Zählers die Form 1 aus 10 haben muß. Falls man keinen MSI-Dekoder-Schaltkreis *MH 7442* besitzt, wird die Umkodierung recht aufwendig.

Noch ungünstiger sieht es bei Zählern mit einem Zählumfang kleiner als 10 aus. Benutzt man als Zähler den Schaltkreis *D 192* und dazu den Dekoder *MH 7442*, so werden beide Schaltkreise nur zu einem Teil genutzt.

Eine günstige Ausweichmöglichkeit ergibt sich, wenn der serielle Ausgang eines Schieberegisters mit seinem seriellen Eingang zu einem Ringzähler verbunden wird. Über die Anzahl der FF läßt sich jedes ganzzahlige Teilerverhältnis erzielen. Bild 7 zeigt die Schaltung eines solchen Ringzählers. Durch das *RC*-Glied in Verbindung mit zwei Gattern werden mit dem Einschalten der Betriebsspannung 3 FF auf Q = L und ein FF auf Q = H gesetzt. Mit jedem Taktimpuls erscheint das H-Signal am nächsten Ausgang. Bei der in Bild 7 gezeigten Schaltung liegt dann das Ausgangssignal in der Form 1 aus 4 vor.

Wenn man die FF entsprechend setzt, läßt sich jede beliebige Zusammensetzung der Ausgangssignale erreichen.

Der gleiche Schaltungsaufbau ist auch mit dem Schaltkreis *D 174* möglich.

Literatur

[1] *Haug, A.*: Baustein-Elektronik, Fachschriftenverlag Aargauer Tagblatt, Aarau/Schweiz
[2] –: Firmenunterlagen der Fa. Siemens
[3] –: Firmenunterlagen der Fa. Valvo

Digitale Zähler sind elektronische Zähler, die eine an ihrem Eingang anliegende Impulsfolge zählen können. Durch die Einführung integrierter Digitalbausteine entwickelte sich die Zähltechnik sehr schnell. Digitale Zähler haben gegenüber herkömmlichen elektromechanischen Zählern oder Zählröhren folgende günstigeren Eigenschaften:

- einfache Anpassung an fast jedes Zählproblem,
- geringe mechanische Abmessungen,
- große Zuverlässigkeit und Genauigkeit,
- hohe Störsicherheit,
- geringer Leistungsbedarf,
- beliebige Stellenzahl.

1. Grundlagen und Begriffe der Zähltechnik

Zählschaltungen lassen sich nach folgenden Gesichtspunkten einteilen: Nach der Zählrichtung (Vorwärts-, Rückwärtszähler oder umschaltbarer Vor- und Rückwärtszähler), nach dem Kode (in dem das Zählergebnis vorliegt) und nach der Arbeitsweise der Grundbausteine (Trigger). Dabei unterscheidet man zwischen synchronen Zählern (wenn alle Trigger mit dem gleichen Takt schalten) und asynchronen Zählern (bei denen ein Trigger den jeweils nächsten Trigger schaltet).
Die Zählkapazität läßt sich durch die Anzahl der verwendeten Trigger festlegen, es gilt $n = 2^m$ (m – Anzahl der Trigger).

2. Grundbausteine und Organisation des Zählers

Der Grundbaustein jedes Zählers ist ein binäruntersetzender, taktgesteuerter JK-Trigger (Bild 1).
Unter der Bedingung, daß die Eingänge J und K auf H-Potential liegen, kann der Trigger (s. Bild 1c) einen an seinem Takteingang ankommenden Impuls zählen. Das Zählergebnis liegt an den Ausgängen Q und $\overline{Q}$ zueinander invers vor. Dabei entsteht eine Impulsfolge, deren Frequenz gegenüber der Taktfrequenz durch die Zahl 2 (binär) geteilt ist. Eine solche Stufe wird Binärteiler genannt. Vor jeder Zählung muß der Zähler in seine Grundstellung gebracht werden, d. h., ein H-Impuls wird an den Eingang R (Reset) gelegt (Löschen).
Beim Rückwärtszählen ist der Zähler vor Beginn des Zählens auf die Zahl zu stellen, von der aus er abwärts zählen soll. Deshalb wird an die entsprechenden Eingänge S (Set) H-Potential gelegt (Setzen). Für einen Zähler werden noch weitere Schaltglieder benötigt. Bei den meist verwendeten JK-Triggern sind Vorbereitungseingänge (J und K) in Form von UND-Gattern vorhanden.
Das Zählergebnis liegt in kodierter Form vor; die Kodierung bestimmt den logischen Aufbau des Zählers.
Ein nach dem Dualsystem arbeitender Zähler läßt sich sehr einfach aufbauen.
Zähler werden vorwiegend synchron betrieben (Takt liegt gleichzeitig an allen Stufen). Ein asynchroner Zähler benötigt weniger zusätzliche Gatter. Bei ihm treten aber beim Umschalten von einem Kodewort zum anderen Zwischenstellungen ein, bedingt durch die Trigger-Verzögerungszeiten. Diese Zwischenstellungen können Fehler in Form von Störimpulsen verursachen.

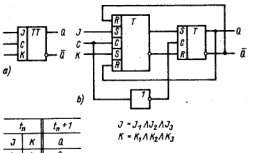


Bild 1 JK-Trigger (*D 172 C* in TTL- und *U 108 D* in MOS-Technik); *a* – Symbol, *b* – logische Struktur, *c* – Zustandstabelle

n	D	C	B	A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H
0	L	L	L	L

Bild 2 Kode der Zähldekade

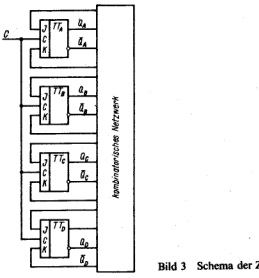


Bild 3 Schema der Zähldekade

3. Systematischer Entwurf von Zählschaltungen

3.1. Synchroner Vorwärtszähler für den BCD-Kode

Eine synchrone Zähldekade ist eine sequentielle Schaltung, die aus vier Triggern (deren Takteingänge parallelgeschaltet sind) und logischen Verknüpfungsgliedern besteht. Bild 2 zeigt die Zustandstabelle (Kodeworte) des BCD-Kodes. Die synchrone Zähldekade besteht aus vier Triggern und dem kombinatorischen Netzwerk, das zu jedem Taktzeitpunkt die erforderliche Ansteuerung für die Vorbereitungseingänge der Trigger liefert (Bild 3). Bei JK-Master-Slave-Triggern (z. B. *D 172*) sind keine zusätzlichen Gatter für das kombinatorische Netzwerk nötig.
Für die Ansteuerung der J- und K-Eingänge der vier Trigger wird die Zustandstabelle des JK-Triggers umgeschrieben (Bild 4) [1].
Aus dieser Zustandstabelle läßt sich entnehmen, welche Ansteuerung an J und K notwendig ist, um die gewünschte Änderung beim nächsten Takt herbeizuführen.
Liegt nur der Ausgang Q des Triggers zum Zeitpunkt t_n auf L, so bleibt dieser Zustand nach Bild 4 zum Zeitpunkt t_{n+1} erhalten, wenn J und K auf L liegen oder J auf L und K auf H.

Damit ist für J der L-Wert bindend vorgeschrieben, während K L bzw. H sein kann (g, »gleichgültig«).
Soll der Zustand H bestehenbleiben, so muß J bzw. K auf L liegen oder J auf H und K auf L. Damit ist der Wert für J nicht vorgeschrieben (»g«).
Bei wechselnden Ausgangszuständen (L auf H oder H auf L) wird für jeweils einen der Eingänge H bindend vorgeschrieben, während für den anderen der Wert gleichgültig ist.
Daraus läßt sich ableiten, daß für K nur dann eine bindende Vorschrift gilt, wenn H beibehalten werden oder H auf L wechseln soll. Für J ist dann ein Wert vorgeschrieben, wenn L bestehenbleibt oder L auf H wechseln soll. Weiterhin gilt für den Wert, daß L stets Beibehalten und H Wechsel bedeutet.
Nachdem nun die Wirkungsweise des Triggers bekannt ist,

I_n	K_n	Q_{n+1}
L	L	$\overline{Q}_n$
L	H	L
H	L	H
H	H	Q_n

	Ausgang konstant		Ausgang wechselt	
Q_n	L	H	L	H
Q_{n+1}	L	H	H	L
K	g	L	g	H
J	L	g	H	g

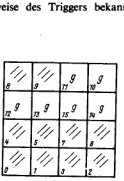
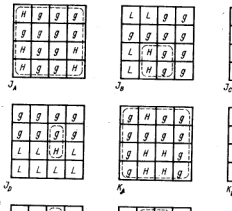


Bild 4 Zustandstabelle des JK-Triggers und ihre umgeschriebene Form

Bild 5 Lageplan der Dezimalziffern im *Karnaugh*-Plan



werden die Ansteuerschaltungen der einzelnen J- und K-Eingänge entworfen. Aus der Zustandstabelle des 8-4-2-1-Kodes (Bild 2) wird der Lageplan der Dezimalziffern des Kodes in den *Karnaugh*-Plan eingetragen (Bild 5). Die leeren Stellen sind die im BCD-Kode nicht vorkommenden sechs Pseudotetraden. Über diese freien Plätze läßt sich beim Aufstellen der Ansteuergleichungen frei verfügen, d. h., sie können durch Eintragen von H an den geeigneten Stellen zur Vereinfachung der Ausdrücke herangezogen werden. Für die Ansteuerung der vier J- und K-Eingänge sind insgesamt acht *Karnaugh*-Pläne aufzustellen (Bild 6).
Die Entwicklung der Ansteuerschaltungen soll am Beispiel des J_c-Eingangs erläutert werden.
An Hand der C-Spalte der Zustandstabelle trägt man in den Lageplan des *Karnaugh*-Plans die entsprechenden Funktionswerte des JK-Triggers ein. In die Felder 0,1 und 2 wird L eingetragen, da sich der Zustand des Triggers T_c nicht ändert und da L beibehalten werden soll. In Feld 3 ist ein H einzutragen, da der Pegelwechsel von L auf H besteht. In die Felder 4 bis 7 kommt g, da laut Zustandstabelle, wenn der H-Wert bestehenbleibt, keine Belegung notwendig ist. Die Felder 8 und 9 belegt man mit L, da L beibehalten werden soll. Über die Felder, die keine zwingende Belegung vorschreiben, und über die Pseudotetraden wird bei der Blockbildung frei verfügt. Es entsteht der Viererblock (3-7-11-15) mit der logischen Funktion

$J_c = AB.$

Die anderen Ansteuerschaltungen werden auf analoge Weise ermittelt. Die logischen Funktionen der Ansteuerschaltungen sind:

$J_A = H,$ $K_A = H,$
$J_B = A\overline{B},$ $K_B = A,$
$J_C = AB,$ $K_C = AB,$
$J_D \parallel ABC,$ $K_D = A.$

Bild 7 zeigt die Schaltung und das Impulsdiagramm.
Eine wichtige charakteristische Größe eines jeden Zählers ist die maximale Zählfrequenz. Sie sagt aus, wie viele Taktimpulse in der Zeiteinheit vom Zähler noch verarbeitet werden. Beim synchronen Zähler läßt sich diese Frequenz leicht ermitteln, da die Trigger gleichzeitig angesteuert werden und weil nur die Verhältnisse in den Triggern zu beachten sind. Die Grenzfrequenz hängt nur davon ab, welche Zeit vom Augenblick des Einspeicherns der Information in die Vorbereitungseingänge bis zur Zustandsänderung des Ausgangssignals vergeht. Bild 8 zeigt diese Zusammenhänge am JK-Master-Slave-Trigger. Die positive Taktflanke bewirkt die Einspeicherung in den Master. Der Zustand ändert sich erst mit der absteigenden Flanke durch Übernahme in den Slave. Damit beeinflußt die Taktimpulsbreite T_i die Grenzfrequenz des Zählers. Weiterhin vergeht die Triggerverzögerungszeit t_{TT} zwischen dem Einschreiben der Information

Bild 6 *Karnaugh*-Pläne der J- und K-Eingänge

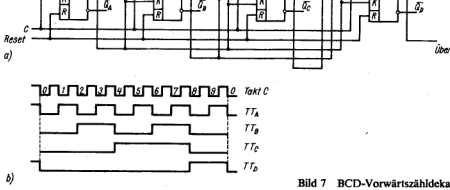


Bild 7 BCD-Vorwärtszählekade

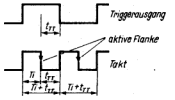


Bild 8 Diagramm zur Ermittlung der maximalen Zählfrequenz

und der Ausgangszustandsänderung. Die maximale Zählfrequenz der synchronen BCD-Zählekade ist

$$f = \frac{1}{t_{TT} + T_i}.$$

Soll die Zählkapazität über 10 hinausgehen, so müssen mehrere dieser Zählekaden hintereinandergeschaltet werden. Wie Bild 7 zeigt, geht der Ausgang D nach dem siebenten Taktimpuls auf H und nach dem zehnten wieder auf L. Dieser Ausgang kann nun einen Übertrag in den ersten Trigger der nachfolgenden Zähldekade liefern, liegt jedoch über zwei Taktzeiten (8, 9) auf H-Potential. Eine Ausgangszustandsänderung tritt erst nach dem zehnten Taktimpuls bei fallender Flanke am Ausgang D auf. Für diese Art der Übertragsbildung sind keine weiteren Gatter nötig. Da die zweite und alle folgenden Zähldekaden mit einem breiteren Taktimpuls angesteuert werden, treten während des H-Zustands des Taktes leicht Störungen auf. Durch getaktete Übertragsbildung (die nur während der 9 anliegt) läßt sich dieser Nachteil beseitigen, und alle Stufen werden mit gleicher Taktimpulsbreite angesteuert. In den *Karnaugh*-Plan trägt man in alle entsprechend der Kodierung vorgeschriebenen Felder (außer der 9) L ein (Bild 9). Wegen der Viererblockbildung mit den drei g-Feldern ergibt sich für den Übertrag

Ü = AD.

Der Übertrag ist aber immer noch doppelt so breit wie der Taktimpuls. Deshalb bezieht man zweckmäßig den Taktimpuls mit ein (Bild 10).

Zur Übertragsbildung wird ein NAND-Glied benutzt. Das Negationsglied darf durch die vier anzusteuernden Trigger nicht überlastet werden. Diese Zähldekade, die zunächst aus fünf IS besteht, gibt es auch als einen einzigen MSI-Schaltkreis (*MH 7490* von TESLA, Bild 11) [5].

L	H	g	g
g	g	g	g
L	L	L	L
L	L	L	L

Bild 9 *Karnaugh*-Plan des Übertrags

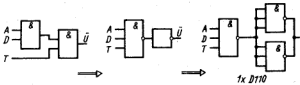


Bild 10 Stromlaufplan zur Übertragsbildung

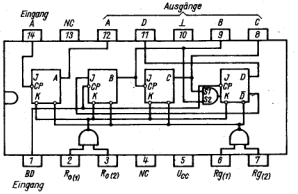


Bild 11 Integrierte BCD-Zähldekade *MH 7490* (TESLA) [5]

3.2. Synchrone Rückwärtszähler für den BCD-Kode

Zähler, die einen Kode rückwärts, d. h. von einer bestimmten Stelle abwärts zählen, nennt man *Rückwärtszähler*.

Der systematische Entwurf einer Rückwärtszähldekade verläuft analog der Vorwärtszähldekade.

Bild 12 zeigt die Zustandstabelle, die der des BCD-Kodes entspricht, aber die Reihenfolge der zu durchlaufenden Kodierung hat sich geändert. Der Lageplan der Dezimalziffern des Kodes im *Karnaugh*-Plan entspricht dem in Bild 5. Die Triggereingänge wurden jedoch anders angesteuert, da sich die Ausgangszustände der Übergänge jetzt in der Reihenfolge ändern. Bild 13 zeigt die J- und K-Eingänge der vier Triggerstufen. Der *Karnaugh*-Plan für J_B enthält auf den Plätzen 4 und 8 je ein H, um den Wechsel von L auf H am Ausgang beim nächsten Takt vorzubereiten. Für J_B ergibt sich die Funktion $\overline{A}C \vee \overline{A}\overline{D} = \overline{A} \vee (CD)$. Auch wenn man die gleichgültigen Plätze verwendet, ist keine günstigere Zusammenfassung möglich. Es ergibt sich auf jedem

n	D	C	B	A
0	L	L	L	L
9	H	L	L	H
8	H	L	L	L
7	L	H	H	H
6	L	H	H	L
5	L	H	L	H
4	L	H	L	L
3	L	L	H	H
2	L	L	H	L
1	L	L	L	H
0	L	L	L	L

Bild 12 Kode der Rückwärtszähldekade

H	g	g	g
g	g	g	g
H	g	g	H
H	g	g	H

J_A

H	L	g	g
g	g	g	g
H	L	g	g
L	L	g	g

J_B

H	L	g	g
g	g	g	g
g	g	g	g
L	L	L	L

J_C

g	g	g	g
g	g	g	g
L	L	L	L
H	L	L	L

J_D

g	H	g	g
g	g	g	g
g	H	H	g
g	H	H	g

K_A

g	g	g	g
g	g	g	g
g	g	L	H
g	g	L	H

K_B

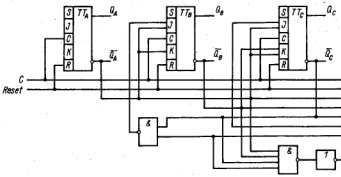
g	g	g	g
g	g	g	g
H	L	L	L
g	g	g	g

K_C

H	L	g	g
g	g	g	g
g	g	g	g
g	g	g	g

K_D

Bild 13 *Karnaugh*-Pläne der J- und K-Eingänge



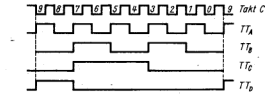


Bild 14 BCD-Rückwärtszähldekade

Fall eine Disjunktion. Das ODER-Glied wird durch die NAND-Funktion $\overline{\overline{C} \wedge \overline{D}}$ ersetzt. Die Funktionen für die J- und K-Eingänge lauten:

$J_A = H$, $K_A = H$,

$J_B = \overline{A}C \vee \overline{A}D$, $K_B = \overline{A}$,

$J_C = \overline{A}D$, $K_C = \overline{A\,B}$,

$J_D = \overline{ABC}$, $K_D = \overline{A}$.

Bild 14 zeigt die komplette Schaltung der Rückwärtszähldekade und das Impulsdiagramm.

Die Funktion des Übertrags läßt sich direkt aus dem Impulsdiagramm ablesen. Da bei 0 alle Ausgänge auf L liegen, ergibt sich für den Übertrag

$\ddot{U} = \overline{(\overline{ABCD})}\,T$.

Es wird ein Gatter mit fünf Eingängen verwendet; dafür ist der *D 130* geeignet. Außerdem wird ein Viertel eines *D 100* zur Negation des Übertrags und zur Ansteuerung des J_B-Eingangs benötigt. Für die maximale Zählfrequenz des synchronen Rückwärtszählers gilt

$$f = \frac{1}{t_{TT} + t_G + T_1};$$

t_G – Gatterlaufzeit zur Bildung der J_B-Ansteuerung

Auch Rückwärtszähler gibt es als MSI-Schaltung. Aus wirtschaftlichen Gründen vereint man den IS zum Vor-/Rückwärtszähler (z. B. *D 192*, Bild 15) [3].

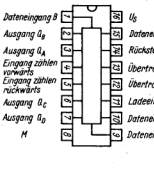


Bild 15 Integrierte BCD-V/R-Zähldekade *D 192* [3]

3.3. Umschaltbare Vor-/Rückwärtszähler

Aus der Vorwärts- und Rückwärtszähldekade läßt sich durch eine zusätzliche Weichenschaltung ein Zähler für beide Zählrichtungen realisieren. Die Informationsweiche für die Vorbereitungseingänge der Trigger ermöglicht die erforderliche Ansteuerung der beiden Zählrichtungen. Bild 16 zeigt das Prinzip der Informationsweiche. Sie ist elektrisch ein gesteuerter Schalter, der je nach dem Potential des Steuersignals X den Informationsfluß vom Eingang E1 bzw. E2 zum Ausgang A fließen läßt. Hat das Steuersignal H, so gelangt der Informationsfluß vom Eingang E1 zum Ausgang A, der die Ansteuerung für die Vorwärtszählrichtung der entsprechenden Vorbereitungseingänge der Trigger bildet. Hat X dagegen den Wert L, so wird der Signalfluß von E2 nach A geöffnet und die Ansteuerung für die Rückwärtszählrichtung auf die entsprechenden Vorbereitungseingänge der Trigger geschaltet. Den Entwurf der Informationsweiche führt man mit dem *Karnaugh*-Plan nach Bild 17 durch. Bei X = H wird E1 durchgeschaltet, für X = L dagegen E2. Für Ausgang A gilt somit

$A = E1\,X \vee E2\,\overline{X}$.

In der Darstellung (Bild 18) ist diese Funktion realisiert. Bild 19 zeigt eine komplette Vor-/Rückwärtszähldekade. Über die $\overline{R}$-Eingänge der Trigger kann der Umkehrzähler durch einen L-Impuls zurückgestellt werden. Die Schaltung läßt sich mit vier *D 172* und weiteren NAND-Gattern aufbauen. Für maximale Zählfrequenz gilt

$$f = \frac{1}{t_{TT} + 2t_G + T_1}.$$

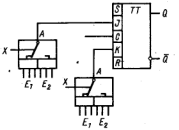


Bild 16 Prinzipschaltung der Informationsweiche

Bild 17 *Karnaugh*-Plan der Informationsweiche

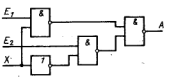


Bild 18 Stromlaufplan der Informationsweiche

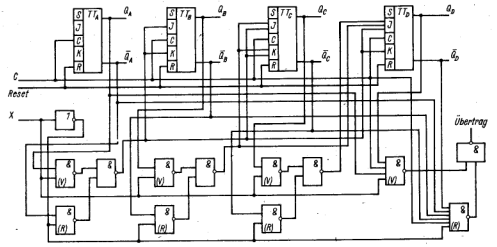


Bild 19 Umschaltbare Vorwärts-/Rückwärts-Zähldekade

Statt dieser niedrig integrierten Kombination benutzt man sinnvoller den *D 192* (Bild 15). Er wird vor allem in der Steuerungstechnik eingesetzt, z. B. zur Positionierung bei Werkzeugmaschinen, zur Stückzählung u. ä. Er hat jedoch zwei getrennte Eingänge für das Vor- und Rückwärtszählen. Der Zähler kann dadurch Impulse addieren oder subtrahieren. Gleichzeitig eintreffende Impulse werden jedoch nicht verarbeitet. Außerdem verfügt der Zähler über einen Eingang zum Vorwählen eines bestimmten Zählerstands. Die gewünschte Dezimalzahl wird an den Eingängen A, B, C, D eingestellt. Während des Befehls L am Ladeeingang wird der Zähler auf diese Dezimalzahl gesetzt. Mit dem Rückstelleingang kann der Zähler durch einen H-Impuls gelöscht werden. Er verfügt über die Ausgänge Übertrag vorwärts und Übertrag rückwärts.

3.4. Synchrone modulo-n-Zähler

Modulo-n-Zähler zählen im Dualkode. Die Zahl n gibt dabei die Zählkapazität des Zählers an, d. h., der Zähler zählt von 0 bis n und beginnt dann wieder von vorn. Für die Steuerung von Programmabläufen lassen sich modulo-n-Zähler gut verwenden. Sie werden ebenfalls mit *Karnaugh*-Plänen entworfen. Bild 20 bis Bild 34 zeigen die modulo-n-Zähler für n = 2 bis n = 16 mit Impulsdiagrammen.
Der Entwurf mit mehr als 16 Schritten kann ebenfalls nach den gegebenen Richtlinien vorgenommen werden.

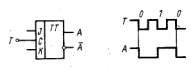


Bild 20 Synchroner modulo-2-Zähler

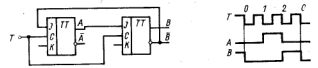


Bild 21 Synchroner modulo-3-Zähler

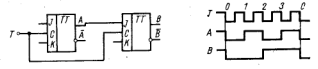


Bild 22 Synchroner modulo-4-Zähler

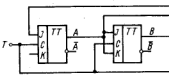


Bild 23 Synchroner modulo-5-Zähler

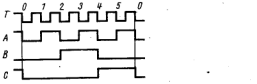


Bild 24 Synchroner modulo-6-Zähler

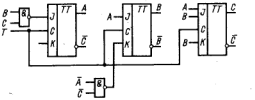
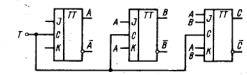


Bild 25 Synchroner modulo-7-Zähler



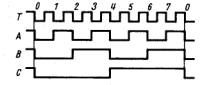


Bild 26 Synchroner modulo-8-Zähler

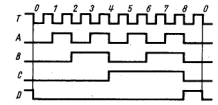


Bild 27 Synchroner modulo-9-Zähler

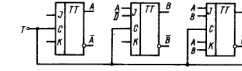


Bild 28 Synchroner modulo-10-Zähler

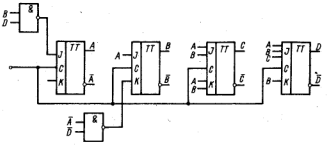
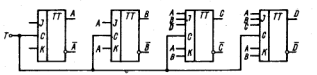


Bild 29 Synchroner modulo-11-Zähler



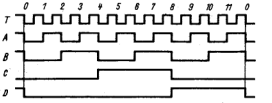
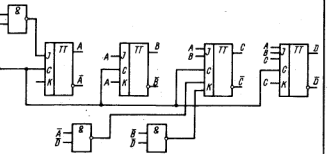


Bild 30 Synchroner modulo-12-Zähler



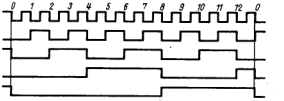
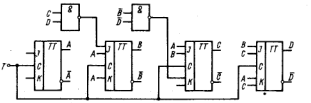


Bild 31 Synchroner modulo-13-Zähler



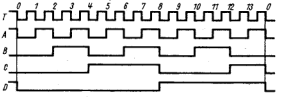


Bild 32 Synchroner modulo-14-Zähler

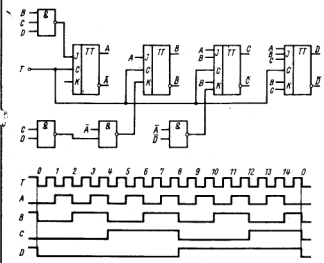


Bild 33 Synchroner modulo-15-Zähler

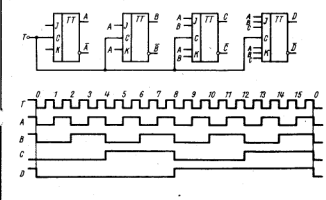


Bild 34 Synchroner modulo-16-Zähler (werden die J- und K-Eingänge mit dem jeweils inversen Signal angesteuert, so entsteht ein synchroner modulo-16-Rückwärtszähler)

3.5. Asynchrone Zähler

Die bisher erwähnten Zählerschaltungen lassen sich prinzipiell auch asynchron realisieren. Bei asynchronen Zählschaltungen liegt nicht an allen Zähltriggern der Zähltakt an, sondern ein Trigger schaltet jeweils den nächsten. Dadurch können Störungen auftreten, da sich der Taktimpuls von Trigger zu Trigger in der Breite verdoppelt. Eine asynchrone Zählschaltung ist deshalb störanfälliger als eine synchrone Zählschaltung. Beim Umschalten von einem Kodewort zum anderen ergeben sich Zwischenstellungen. Dieser Nachteil ist bei Anzeigeeinheiten ohne Bedeutung. Die Trägheit der Anzeigeelemente ist so groß, daß sie die kurzen Zwischenstellungen nicht anzeigen. Fehler können aber durch diese Zwischenstellungen auftreten, wenn man sie zur Steuerung schneller Datenverarbeitungsanlagen oder elektronischer Schaltungen einsetzt. Rein asynchrone Zähler lassen sich nur für Potenzen von 2 aufbauen, also für Zählkapazitäten von 2-4-8-16-32 usw. Andere Zählzyklen kann man nur durch gemischte synchrone und asynchrone Zählschaltungen erreichen.

3.5.1. Asynchrone Vorwärtszähler im 8-4-2-1-Kode

An einem Vorwärtszähler soll der Entwurf eines asynchronen Zählers im 8-4-2-1-Kode gezeigt werden. Wiederum wird zum Entwurf der *Karnaugh*-Plan für die Triggereingänge verwendet. Der Lageplan entspricht dem des synchronen Zählers. Aus der Kodetabelle (Bild 35) läßt sich ablesen, wann die einzelnen Trigger umschalten müssen. Die verwendeten JK-Trigger schalten während der fallenden Taktflanke (von H nach L). Diese Flanke wird als aktive Flanke bezeichnet. Das zu zählende Signal befindet sich am Takteingang des 1. Triggers, und der Ausgang A schaltet mit jeder aktiven Flanke um, wenn die Eingänge J und K auf H-Potential liegen.
Der Trigger B soll vom Ausgang A getaktet werden. Der Ausgang A hat nur aktive Flanken nach den Dezimalziffern 1-3-5-7- und 9. Beim *Karnaugh*-Plan für J_B und K_B brauchen also nur diese Plätze beachtet und nach dem Lageplan nach Bild 36 belegt zu werden. Bild 37 zeigt das Ergebnis. Beim Übergang von der Dezimalziffer 9 zur Dezimalziffer 0 hat der Ausgang A eine für B nicht benötigte aktive Flanke. Damit diese Flanke nicht schalten kann, muß für die Eingänge J_B und K_B eine entsprechende Ansteuerschaltung entworfen werden.

Dezimal-Ziffer	Kode A	B	C	D
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H
0	L	L	L	L

Bild 35 Kodetabelle

AB \ CD	L L	L H	H H	H L
L L	0	2	3	1
L H	8			9
H H				
H L	4	6	7	5

Bild 36 Lageplan

J_B			
H	H	H	H
L	L	L	L
L	L	L	L
H	H	H	H

$J_B = \overline{D}$

K_B			
H	H	H	H
H	H	H	H
H	H	H	H
H	H	H	H

$K_B = H$

Bild 37 J_B und K_B

J_D			
L	L	L	L
L	L	L	L
L	H	H	L
L	H	H	L

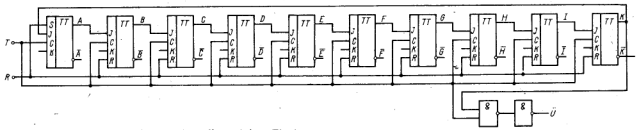
$J_D = BAC$

K_D			
H	H	H	H
H	H	H	H
H	H	H	H
H	H	H	H

$K_D = H$

Bild 38 J_D und K_D

Den Entwurf nimmt man ähnlich wie beim synchronen Zähler vor. Der Ausgang B läßt sich direkt als Takt für den Trigger C verwenden, da er genau an den Stellen, wo C schalten soll, eine aktive Flanke hat. Die Eingänge J und K müssen also lediglich auf H-Potential gelegt werden. Die Kodestelle D läßt sich nicht von C oder $\overline{C}$ takten, da beide keine Flanke beim Übergang von 9 auf 0 liefern. Aus dem gleichen Grund kann auch B oder $\overline{B}$ nicht verwendet werden. Der Ausgang A hat die notwendigen aktiven Flanken. Durch eine Ansteuerschaltung muß aber verhindert werden, daß die nicht benötigten aktiven Flanken ebenfalls schalten. Bild 38 zeigt den entsprechenden Entwurf der Ansteuerschaltung.



Stehen mehrere Ausgänge mit den notwendigen aktiven Flanken zur Verfügung, so ist der Ausgang zum weiteren Takten zu benutzen, der die einfachste Ansteuerschaltung für die Eingänge J und K ergibt.

Als Übertrag zur nächsten Zählekade kann der Zustand am Ausgang D benutzt werden. Der Ausgang D hat eine aktive Flanke beim Wechsel von 9 zu 0, die den ersten Trigger der nächsten Zählekade taktet. Bei asynchronen Zählern treten vor allem beim Übergang von 7 zu 8 mehrere Zwischenstellungen auf (Bild 39).

Für die maximale Zählfrequenz ergibt sich

$$f = \frac{1}{t_1 + 3t_{TT} \ldots}$$

Bild 40 zeigt die Schaltung der asynchronen 8-4-2-1-Vorwärts-Zählekade.

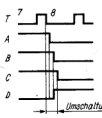


Bild 39 Umschaltdiagramm des asynchronen Zählers vom Takt 7 zum Takt 8

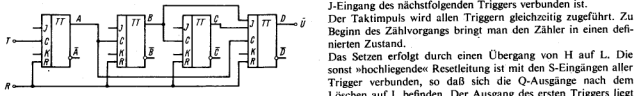


Bild 40 Asynchrone Zählekade für den 8-4-2-1-Kode

3.5.2. Asynchrone Rückwärtszählekade für den 8-4-2-1-Kode

Der Entwurf einer asynchronen Rückwärtszählekade für den 8-4-2-1-Kode kann nach den gleichen Gesichtspunkten vorgenommen werden wie beim Vorwärtszähler. Wiederum muß man bei jedem einzelnen Trigger prüfen, ob er asynchron angesteuert werden muß. Hat der vorangegangene Trigger an der benötigten Stelle keine aktive Flanke, so läßt sich eine entsprechende Ansteuerschaltung nach den genannten Richtlinien entwerfen. Bild 41 zeigt die Schaltung einer asynchronen Rückwärtszählekade.

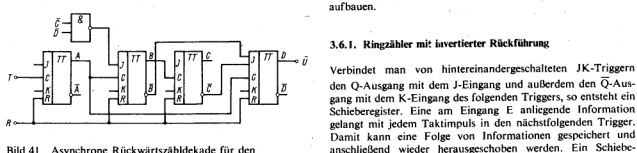


Bild 41 Asynchrone Rückwärtszählekade für den 8-4-2-1-Kode

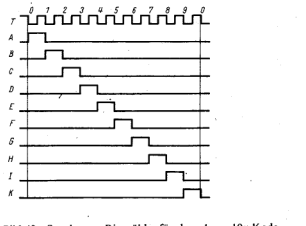


Bild 42 Synchroner Ringzähler für den »1-aus-10«-Kode

3.6. Ringzähler

Ringzähler bestehen ebenfalls aus hintereinander geschalteten JK-Triggern, bei denen aber jeweils der Q-Ausgang mit dem J-Eingang des nächstfolgenden Triggers verbunden ist.

Der Taktimpuls wird allen Triggern gleichzeitig zugeführt. Zu Beginn des Zählvorgangs bringt man den Zähler in einen definierten Zustand.

Das Setzen erfolgt durch einen Übergang von H auf L. Die sonst »hochliegende« Reseteleitung ist mit den S-Eingängen aller Trigger verbunden, so daß sich die Q-Ausgänge nach dem Löschen auf L befinden. Der Ausgang des ersten Triggers liegt jedoch auf H, da bei diesem Trigger der R-Eingang an die Reseteleitung angeschlossen wurde. Dadurch wird Q_A auf H gelegt.

Beim ersten Taktimpuls schaltet daher der Trigger B durch H am J-Eingang auf H. Das H vom Ausgang A ist damit zum Ausgang B übergewechselt. Beim nächsten Takt wandert das H wieder einen Trigger weiter usw.

Bild 42 zeigt einen Ringzähler mit Impulsdiagramm nach dem »1 aus 10«-Kode. Bei ihm liegen der S-Eingang des ersten Triggers und die R-Eingänge aller übrigen Trigger an der R-Leitung.

Der Vorteil der Ringzähler besteht darin, daß sie in einem »1-aus-n«-Kode zählen. Dadurch kann ein Dekoder entfallen; geeignete Anzeigeschaltungen können direkt angesteuert werden (z. B. solche mit Ziffernanzeigeröhren).

Ist der H-Impuls am letzten Trigger des Ringzählers angelangt, liegt er gleichzeitig auch am Eingang des ersten Triggers. Der Ringzähler beginnt mit dem nächsten Taktimpuls wieder einen Zählzyklus. Ringzähler lassen sich auch als Rückwärtszähler aufbauen.

3.6.1. Ringzähler mit invertierter Rückführung

Verbindet man von hintereinandergeschalteten JK-Triggern den Q-Ausgang mit dem J-Eingang und außerdem den $\overline{Q}$-Ausgang mit dem K-Eingang des folgenden Triggers, so entsteht ein Schieberegister. Eine am Eingang E anliegende Information gelangt mit jedem Taktimpuls in den nächstfolgenden Trigger. Damit kann eine Folge von Informationen gespeichert und anschließend wieder herausgeschoben werden. Ein Schieberegister für vier Bit besteht also aus 4 hintereinandergeschalteten

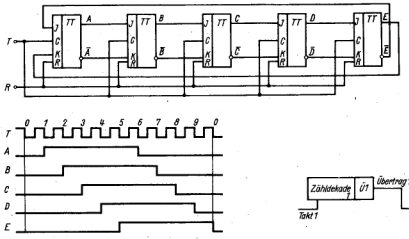


Bild 43 Ringzähler mit invertierter Rückführung

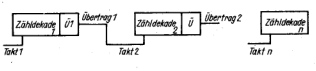


Bild 44 Asynchrone Zähldekade mit asynchronem Übertrag

Triggern und benötigt vier Takte, um eine Information von vier Bit einzuschieben. Vier Takte sind erforderlich, um die Information am Ende wieder herauszuschieben. Verbindet man die Ausgänge des letzten und die Eingänge des ersten Triggers in inverser Form, so entsteht eine Zählschaltung, die als *Möbius*-Zähler bekannt ist.
Bild 43 zeigt einen solchen Zähler mit Impulsdiagramm; an ihm soll die Wirkungsweise erläutert werden. Wird der Zähler durch einen Löschimpuls in Grundstellung gebracht, so liegt an allen Ausgängen der Trigger A – E ein L-Potential an. Am Eingang J_A befindet sich jedoch $\overline{Q}_E$ und somit H-Potential. Beim ersten Taktimpuls wird der Trigger A gesetzt, beim zweiten Taktimpuls auch der Trigger B, da an seinem Eingang J H anliegt.
Der Zustand des Triggers A bleibt so lange erhalten, wie der Ausgang $\overline{Q}_E$ noch H-Potential hat. Mit weiteren Takten werden der Reihe nach die Trigger gesetzt, so daß schließlich an allen Ausgängen H liegt.
Damit befindet sich am invertierten Ausgang $\overline{Q}_E$ L-Potential. Beim nächsten Taktimpuls wird der Trigger A gelöscht, da an seinem Eingang J das L-Potential anliegt. Mit den folgenden fünf Takten werden auch die übrigen Trigger-Ausgänge auf L-Potential gelegt.
Beim zehnten Taktimpuls steht der Zähler wieder in Grundstellung.

4. Übertragsbildung bei Zählern

Sollen aus den in Abschnitt 3. beschriebenen Zähldekaden Dezimalzähler mit einer beliebigen Stellenzahl aufgebaut werden, so muß man sie zusammenschalten. Die Kodeausgänge (Q_A usw.) führen nicht in die nächste Dekade, so daß beim Verbinden nur die Art der Übertragsbildung wichtig ist. Durch Einbeziehen des Taktes (oder auch nicht) lassen sich die unterschiedlichen Übertragsbildungen realisieren. Die Bezeichnungen »synchron« und »asynchron« beziehen sich dabei auf den gesamten Zähler.

4.1. Asynchrone Zähler mit asynchronem Übertrag

Asynchrone Zähler arbeiten mit Überträgen, die die nachfolgenden Dekaden takten (Bild 44). Der Takt wird nicht in der asynchronen Übertragsbildung verarbeitet. Der Vorteil liegt im einfachen Aufbau, aber der Taktimpuls verbreitert sich mit zunehmender Dekadenzahl immer mehr. Die maximale Zählfrequenz ist bei einer notwendigen Zwischenauswertung nicht sehr hoch. Es gilt

$$f_{max} = \frac{1}{n t_{min} (n-1) t_{\ddot{u}}} \quad \text{und} \quad t_{min} = \frac{1}{f_{max}};$$

t_{min} – kleinste Taktperiode für die Einzeldekade.

4.2. Asynchrone Zähldekade mit synchronem Übertrag

Diese Zähler haben einen synchronen (getakteten) Übertrag, sind aber asynchron aneinandergeschaltet (Bild 45). Der Takt einer Dekade wird mit zur Übertragsbildung herangezogen. Die Zähldekaden werden aber in Serie zusammengeschaltet. Die Taktimpulsbreite ist bei allen Zähldekaden die gleiche. Für f_{max} gilt die Gleichung nach Abschnitt 4.1.

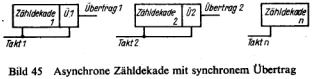


Bild 45 Asynchrone Zähldekade mit synchronem Übertrag

4.3. Synchrone Zähler mit asynchronem Serienübertrag

Bei synchronen Zählern liegen die Takte parallel an allen Dekaden an (Bild 46). Der Übertrag darf nur das H-Potential während der 9 (Vorwärtszählen) bzw. während der 0 (Rückwärtszählen) liefern. Es gilt

$$f_{max} = \frac{1}{t_{min} + (n-2) t_{\&} + t_{\ddot{u}}};$$

$t_{\&}$ – Verzögerungszeit der NAND, $t_{\ddot{u}}$ – Verzögerungszeit des Übertrags.

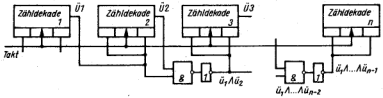


Bild 46
Synchroner Zähler mit asynchronem Übertrag

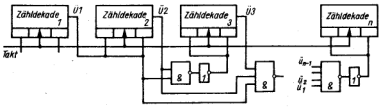


Bild 47
Synchroner Zähler mit synchronem Übertrag

4.4. Synchrone Zähler mit synchronem Parallelübertrag

Bei diesen Zählern werden die Dekaden parallel getaktet. Der Übertrag wird nicht mehr schrittweise (wie beim Serienübertrag) durchgeführt. Bei Parallelübertrag geht der Übertrag einer Dekade auf die Übertragsverknüpfung aller Dekaden (Bild 47). Der Aufwand ist zwar höher, dafür hat diese Art der Übertragsbildung auch die höchste Zählfrequenz. Der Dekadenzähler hat dabei keinen Einfluß auf die maximale Zählfrequenz. Es gilt

$$f_{max} = \frac{1}{t_{min} + t_{\ddot{u}} + t_{\&}}.$$

Literatur

[1] *Reiß/Liedl/Spichall:* Integrierte Digitalbausteine, Siemens 1970 (Fachbuch)
[2] *Rumpf/Pulvers:* Transistorelektronik, VEB Verlag Technik, Berlin 1970
[3] –: Integrierter Schaltkreis D 10 Applikationen, Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
[4] MOS-Schaltkreise, Applikationen, VEB Funkwerk Erfurt
[5] Integrierte Schaltkreise, TESLA-Katalog, 1976

Digitaler Belichtungszeitgeber (Blatt 1)

1. Einleitung

Der Belichtungszeitgeber besteht im wesentlichen aus Baugruppen mit integrierten TTL-Schaltkreisen der Baureihe *D10*, zwei Ziffernanzeigegruppen, zwei Vorwahlschaltern für die Belichtungszeiteinstellung und dem Netzgerät. Bild 1 zeigt den Gesamtstromlaufplan mit logischer Verknüpfung. (Der Stromlaufplan des Netzteils ist in Bild 10 dargestellt, die Vorwahlschalterverknüpfung geht aus Bild 9a hervor. Die Lampe des Vergrößerungsgerätes wird durch eine Thyristorvollwellensteuerschaltung ein- und ausgeschaltet. Das an dieser Stelle sonst übliche elektromechanische Relais entfällt damit.

Die gewünschte Belichtungszeit wird mit einem dekadisch gestuften Drehschalter eingestellt, wobei die Schaltstellung durch eine zweistellige Sollanzeige kontrolliert werden kann. Die maximal einstellbare Zeitspanne beträgt 99 s für den Zeitbereich von 1 bis 99 s. Mit einem Umschalter läßt sich dieser Zeitbereich um den Faktor 10 verkleinern. Die einstellbaren Zeiten liegen dann im Bereich von 0,1 bis 9,9 s.

Von der vorgewählten Zahl beginnend, zählt das Gerät rückwärts gegen Null. Die Lampe wird abgeschaltet, wenn beide Rückwärtszähler (»count-down«-Zähler) die Ziffer Null erreicht haben. Den rückwärtslaufenden Zählvorgang zeigt eine zweite, ebenfalls zweistellige Anzeige an, die IST-Anzeige.

Folgende Funktionsabläufe lassen sich mit der Belichtungsuhr einstellen:

1. Einstellung von zwei Zeitbereichen (1 bis 99 Sekunden oder 0,1 bis 9,9 s).
2. Manuelles Programmieren der vorgewählten Zahl (S7 und S8) durch S4 (S3 in Stellung M – manuell) in die Zähler.

Der Zähler läßt sich während des Zählablaufs durch die Stop-Taste S2 anhalten. Die abgelaufene Belichtungszeit wird in der IST-Anzeige angezeigt.

Erneutes Starten mit S1 setzt den Zählvorgang fort. Er ist in der IST-Anzeige zu beobachten und wird bei Erreichen der Ziffer Null abgeschlossen; die Lampe wird abgeschaltet. Einen erneuten Belichtungsvorgang kann man erst durch die Starttaste S1 auslösen, wenn die vorgewählte Belichtungszeit über die Programm-Eingabetaste S4 (PE) in die Zähler erneut einprogrammiert ist.

Die einprogrammierte Zeitzahl zeigt die Soll-Anzeige an.

3. Bei sich wiederholenden Belichtungszeiten (gleiche Zeitzahlen) wird der Zähler nach jedem abgelaufenen Zählvorgang automatisch programmiert. Bei geschlossenem Schalter S3 (Stellung A, Automatik) werden die Zählerschaltkreise nach Erreichen der beiden Ziffern Null automatisch auf die vorgewählte Zeit voreingestellt. Dadurch ist der Belichtungszeitgeber sofort wieder startbereit. Lediglich die erste Ziffereinstellung oder eine geänderte Belichtungszeit muß durch einmaliges Betätigen der Programm-Einstelltaste S4 in die Zählerschaltkreise eingespeichert werden. Wird der Zählvorgang (Zeitablauf) gestoppt, so springen in dieser Schaltstellung des

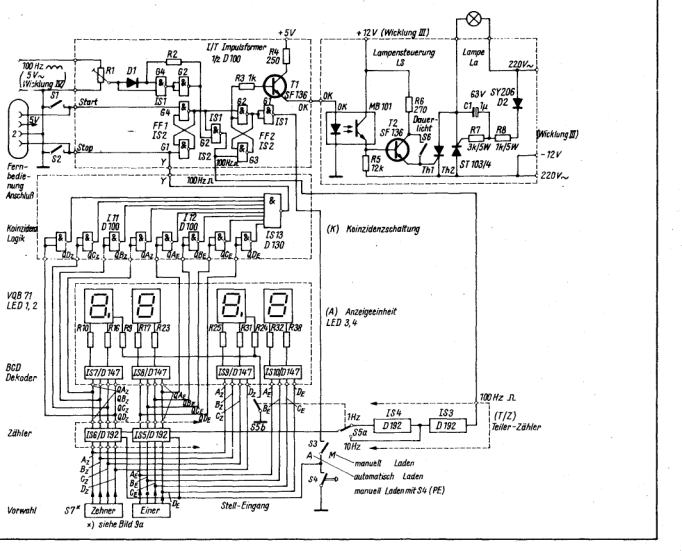


Bild 1 Stromlaufplan des Belichtungszeitgebers ohne Netzteil

Schalters S3 die Zähler auf den Ausgangszeitwert zurück. Die Lampe wird abgeschaltet. Ein erneuter »Start« der Zähler beginnt wieder von dieser Ausgangsposition.

4. Für fotografische Einstellarbeiten kann die Vergrößerungslampe durch S6 auf Dauerlicht eingestellt werden.

5. Eine Fernbedienungseinrichtung erlaubt die Start- und Stop-Auslösung der Belichtungszeit. Die Fernbedienung erweist sich als zweckmäßig, um ein absolut erschütterungsfreies Arbeiten bei langen Belichtungsabläufen zu gewährleisten.

Außerdem ist sie bequem bei Belichtungsarbeiten mit Zeitunterbrechungen, wie sie sich bei Teilbelichtungen ergeben.

2. Aufbaukonzeption

Die Gesamtschaltung des Belichtungszeitgebers ist nach schaltungstechnisch zusammengehörigen Funktionsblöcken auf sieben Leiterplatten verteilt. Dadurch können die Baugruppen vor der Zusammenschaltung einzeln geprüft werden.

Die Leiterplatten Teiler/Zähler (T/Z), Impulsformer/Torschaltung (I/T), Koinzidenzlogik (K) und Vollwellensteuerung für Lampe (LS) haben die gleichen Abmessungen. Sie werden mit angelöteten Drahtstiften auf eine Rückverdrahtungsleiterplatte (Bild 2a) aufgesetzt und dadurch untereinander elektrisch verbunden. Die Lötstifte sind im 2,5-mm-Raster angeordnet. Sie werden in der in Bild 2b gezeigten Weise aus starkem Schaltdraht hergestellt.

Die Leiterplatten Anzeigeeinheit (A), Vorwahlschalter und Kodierung (V/K) und Versorgungsspannung (VS) sind durch Kabelbäume mit der Rückverdrahtungs-Leiterplatte und mit den verschiedenen Schaltern verbunden. Die Anzeigeeinheit und die Vorwahlschalter-Baueinheit sind direkt an der Frontplatte befestigt.

Die Abmessungen der Leiterplatte VS sind so gehalten, daß sie mit Distanzstücken auf den liegend zu montierenden Netztransformator aufgesetzt werden kann. Der Leistungstransistor ist auf einer geeigneten Kühlfläche zu befestigen.

Die Fernbedienung nach Bild 3 enthält in einem Gehäuse zwei Taster: S9 (Start) und S10 (Stop) mit danebengesetzten verschiedenfarbigen Lichtemitterdioden zur Kennung der Tasten im Dunkeln. Mit einem fünfpoligen Diodenstecker können die Tasten mit dem Gerät verbunden werden.

3. Funktion der Baugruppen

3.1. Leiterplatte I/T: Impulsformer- und Torschaltung (Bild 4)

Aus einer gesonderten Wicklung IV des Netztransformators werden der Brückenschaltung der Gleichrichterdioden positive 100-Hz-Halbwellen entnommen und über den Abgriff des Potentiometers R1 einem Impulsformer IS1 zugeführt. Der Impulsformer formt die Halbwellen in TTL-gerechte 100-Hz-Rechteckimpulse um. Bei geöffnetem Tor (IS1, Gatter 2) gelangen die Impulse an den Eingang des ersten Teilerschaltkreises (IS3).

Die Torschaltung öffnet, wenn durch die Start-Taste S1 das Gatter 4 des RS-Flip-Flop FF1 kurzzeitig L-Potential erhält. Der Ausgang des Gatters 4 nimmt hierauf H-Potential an und öffnet das Tor für die 100-Hz-Taktimpulse. Der erste das Tor passierende Taktimpuls schaltet das Gatter 3 des FF2 um. Der Ausgang von Gatter 3 nimmt H-Potential an, wenn in T1 Basisstrom fließt. Der Emitterstrom von T1 durchfließt die Infrarot-Lichtemitterdiode des Optokopplers *MB 101*. Der Stoppvorgang, durch Schließen des Schalters S2 eingeleitet, führt an den RS-Flip-Flop FF1 und FF2 zur Ansteuerung der Logikzustände.

Ein kurzzeitiges Anlegen von L-Potential an den Eingang des Gatters G2 bedingt an dessen Ausgang H-Potential. Dieser H-Pegel bewirkt, zusammen mit dem bereits an den offenen Eingang von G4 anliegenden H-Potential, ein Umschalten des Gatterausgangs auf L-Potential. Die Pegel an den Ein- und Ausgängen von FF2 invertieren. Der Torausgang ist durch L-Pegel an G4 gesperrt. Der Ausgang von G2 (IS2) hat nun H-Potential angenommen. Dieser Spannungspegel sperrt die Basis von T2, die Thyristoren und die Lampe. Als Folge der Umschaltvorgänge liegt am Ausgang von G2 H-Pegel.

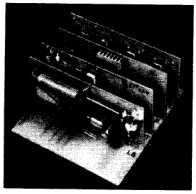
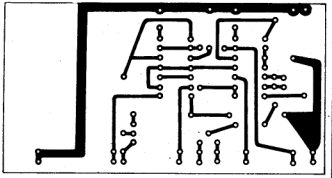


Bild 2 *a* – Leiterplattenbaugruppen mit Rückverdrahtungsplatte, *b* – Anordnung der Drahtstifte auf einer Leiterplatte



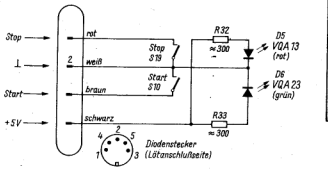


Bild 3 Fernbedienungstastatur

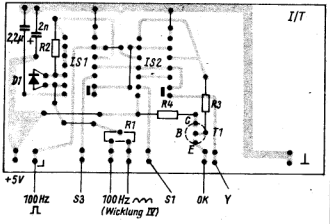


Bild 4 *a* – Leiterbild der I/T-Leiterplatte, *b* – Bauelementeseite

Digitaler Belichtungszeitgeber (Blatt 2)

Das H-Potential wird durch das als Inverter geschaltete Gatter G1 (IS2) invertiert und als Ladeimpuls zur automatischen Programmeingabe der Zähler benutzt. Voraussetzung dafür ist ein geschlossener Schalter S3. Der L-Impuls bewirkt, daß bei abgelaufenem Belichtungsvorgang die mit den Vorwahlschaltern eingestellten Ziffern automatisch in die Dateneingänge Q_A, Q_B, Q_C, Q_D der Zählerschaltkreise IS5 und IS6 eingegeben werden. Bleibt der Schalter S3 geöffnet, müssen die Zähler durch Betätigen der Schalttaste S4 manuell voreingestellt werden.

3.2. Leiterplatte LS: Vollwellensteuerung der Lampe (Bild 5)

Der Optokoppler OK wird zur Potentialtrennung zwischen den Schaltkreisbaugruppen und dem Lampensteuerkreis benutzt. Mit dieser schaltungstechnischen Maßnahme werden die Forderungen der Berührungssicherheit erfüllt, und Störimpulse, ausgelöst durch Schaltspitzen der Thyristoren, werden von den Zählerschaltkreisen ferngehalten.
Die stromdurchflossene Infrarot-Diode des Kopplers bestrahlt den ihr gegenüber angebrachten Fototransistor, der nachfolgend den Transistor T2 ansteuert. Über den leitenden Transistor T2 erhält die Gate-Elektrode des Thyristors Th1 positives Potential und den durch R6 begrenzten Zündstrom. Von den beiden antiparallelgeschalteten Thyristoren wird bei positiver Halbwelle an der Anode der Thyristor Th1 bevorzugt zünden. Während der Zeit des Stromflusses durch Th1 lädt sich über die Diode D2 und über den Widerstand *R8* der Kondensator *C1* auf. Die folgende negative Halbwelle läßt Th1 verlöschen. Zum gleichen Zeitpunkt liegt an der Anode von Th2 eine positive Halbwelle an. Dieser Thyristor zündet, wenn sich die zuvor im Kondensator *C1* gespeicherte Energie über *R7* in die Gate-Katodenstrecke entlädt. Die Diode D2 verhindert, daß bei den an Th2 vorliegenden Polaritätsverhältnissen die Ladung von *C1* in das Netz abfließen kann.

Für fotografische Einstellungen wird Dauerlicht benötigt. Dazu muß man den Schalter S6 anschließen. Der Gateanschluß des Thyristors wird über *R6* direkt mit der Betriebsspannung verbunden.

3.3. Leiterplatte T/Z: Frequenzteiler und Zähler (Bild 6)

Für die Teiler- und Zählerstufen werden jeweils zwei Schaltkreise *D 192* verwendet. Der zweistufige Frequenzteiler teilt die 100-Hz-Frequenz dekadisch in die Stufen 10 Hz und 1 Hz; die 1-Hz-Frequenz ist identisch mit den Sekundenimpulsen. Die Sekundenimpulse erlauben, in die Zählerkette eingespeist, einen mit S7 und S8 einstellbaren Zeitbereich von 1 bis 99 s. Der Schaltkreis IS4 kann mit dem Schalter S5a überbrückt werden. Der erste Zähler (IS5) wird dann mit 10-Hz-Impulsen gespeist. In dieser Schaltstellung beträgt der wählbare Zeitbereich 0,1 bis 9,9 s.
Eine zweite Schalterebene des Schalters S5b legt die Dezimalzeichen der linken Ziffernanzeigebauelemente an Masse, so daß diese durch ihr Aufleuchten den gewählten Bereich dem Stellenwert nach richtig kennzeichnen.
Die beiden Teilerschaltkreise sind zu Vorwärtszählern zusammengeschaltet. Das den ersten bzw. zweiten Teiler über den Ausgang »Übertrag Vorwärts« verlassende 1- bzw. 10-Hz-Impulssignal wird in den Eingang »Zählen vorwärts« des ersten Zählerschaltkreises (IS5) eingespeist. Dieser zählt bei 1 Hz Einspeisung die Sekunden-Einer- bzw. bei 10 Hz Einspeisung die Sekunden-Zehner-Impulse. Der nachgeschaltete zweite Zähler (IS6) untersetzt noch einmal um den Faktor 10:1, so daß von diesem Zählbaustein die Zehnersekunden bzw. Einersekunden zur Verfügung stehen.
An die Datenausgänge Q_A, Q_B, Q_C, Q_D der Schaltkreise *D 192* sind die BCD-Dekoder *D 147* (IS7 und IS8) mit den Ziffernanzeige-Bauelementen, der ŁST-Anzeige und der Koinzidenzlogik IS11, IS12 und IS13 angeschlossen.

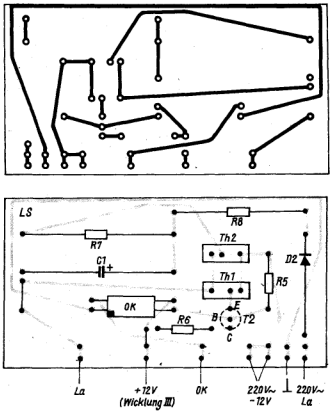
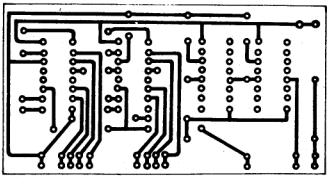


Bild 5 *a* – Leiterbild der LS-Leiterplatte,
b – Bauelementeseite



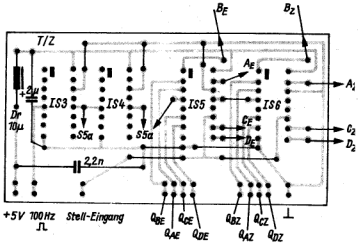
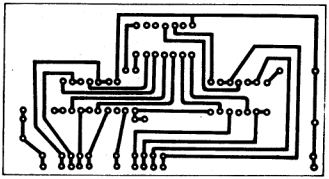
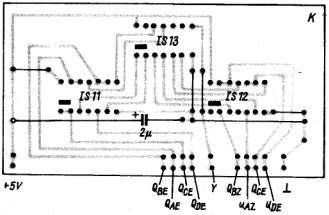


Bild 6 *a* – Leiterbild der T/Z-Leiterplatte, *b* – Bauelementeseite





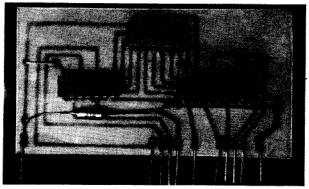


Bild 7 *a* – Leiterbild der K-Leiterplatte, *b* – Bestückungsseite, *c* – Ansicht der bestückten Leiterplatte

Bei geöffnetem Schalter S3 (Schaltstellung M, manuell) behalten die Zähler den erreichten Zählerstand Null bei. Erst nach Betätigen der Schalttaste S4 (PE, Programm-Eingabe) werden die Zähler auf die vorgewählten Ziffern neu eingestellt, und es läßt sich ein weiterer Zählvorgang über die Start-Taste auslösen.
Der Zählablauf kann in der Schalterstellung M des Schalters S3 beliebig oft durch die Stoptaste und durch die Starttaste unterbrochen bzw. fortgeführt werden.
In der Schaltstellung A (Automatik) des Schalters S3 ist es möglich, den Belichtungsvorgang (Zählablauf) durch die Stoptaste zu unterbrechen. Der Taktablauf läßt sich aber nicht von der gerade erreichten Belichtungszeit aus fortsetzen. Die Zähler werden in diesem Bedienungsfall sofort in die vorgewählte Zeitgröße zurückgestellt. Damit entfällt die gesonderte Betätigung der Schalttaste S4. Das ist ein kleiner Vorteil, wenn hintereinander mit gleichen Zeitfolgen gearbeitet wird.
Das automatische Zurückstellen auf die vorgewählten Ziffern wird durch ein L-Signal ausgelöst, das vom Ausgang des Gatters G2 (IS2) durch nachfolgende Invertierung abgeleitet wird. Das L-Signal könnte ebensogut direkt vom Ausgang des Gatters G3 abgenommen werden. Da aber ein freies Gatter (*D 100*, IS1) zur Verfügung stand und da sich durch die entstehende Laufzeit des Signals ein günstigeres Schaltverhalten der Torschaltung ergab, fiel die Wahl auf die vorliegende Schaltungsvariante. Aus genanntem Grund bringt es nicht den erwünschten Erfolg, das L-Signal für die automatische Programmeingabe von den Gattern 1 und 4 des FF1 abzuleiten. Nach Erreichen der Zählerstände Null kommt es zwar zur sofortigen automatischen Einprogrammierung der vorgewählten Ziffern in den Zählern, aber diese bleiben nicht in der gesetzten Position. Der Zählvorgang (Belichtungsvorgang) läuft ohne Stop erneut ab. Ursache: Auf die raschen Schaltvorgänge kann die Torschaltung nicht reagieren.

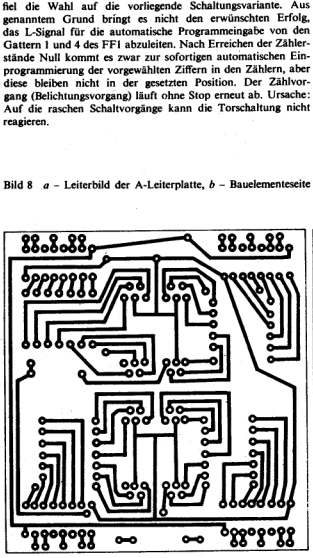
3.4. Leiterplatte K: Koinzidenzlogik (Bild 7)

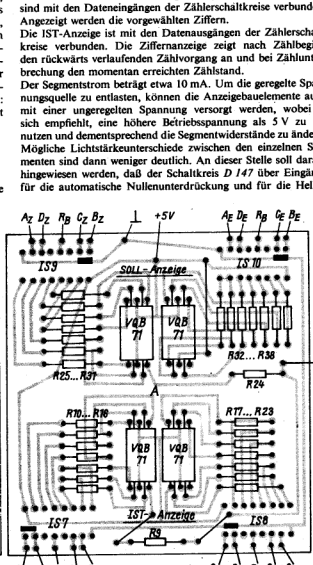
Bei erreichtem Zählerstand Null soll die Lampe La abgeschaltet werden. Dieser Schaltvorgang wird mit einem L-Signal am mit der Stoptaste verbundenen Eingang des Gatters G1 (IS2) eingeleitet. Das L-Signal steht am Gatterausgang des Achtfach-Gatters *D 130* (IS13) zur Verfügung, wenn an dessen acht Gattereingängen H-Potentiale anliegen. Diese acht H-Potentiale werden aus den Zählerständen Null abgeleitet.
An den Datenausgängen der Zähler IS5 und IS6 stehen für die binär verschlüsselten Nullen je vier L-Potentiale. Um an den Eingängen des Achtfach-Gatters *D 130* die Koinzidenzbedingung mit acht H-Potentialen zu erhalten, müssen die an den Datenausgängen der Zähler nachweisbaren L-Potentiale durch nachgeschaltete Inverterstufen in H-Potentiale umgewandelt werden. Das erfolgt durch die als Inverter geschalteten NAND-Gatter zweier Schaltkreise *D 100* (IS11, IS12).

3.5. Leiterplatte A: Ziffernanzeigeeinheit (Bild 8)

Auf der Leiterplatte befinden sich zweistellige Ziffernanzeigen für IST- und für Soll-Anzeige und die zugehörigen BCD/Treiberschaltkreise. Die Sollanzeige und die Vorwahlschalter sind mit den Dateneingängen der Zählerschaltkreise verbunden. Angezeigt werden die vorgewählten Ziffern.
Die IST-Anzeige ist mit den Datenausgängen der Zählerschaltkreise verbunden. Die Ziffernanzeige zeigt nach Zählbeginn den rückwärts verlaufenden Zählvorgang an und bei Zählunterbrechung den momentan erreichten Zählstand.
Der Segmentstrom beträgt etwa 10 mA. Um die geregelte Spannungsquelle zu entlasten, können die Anzeigebauelemente auch mit einer ungeregelten Spannung versorgt werden, wobei es sich empfiehlt, eine höhere Betriebsspannung als 5 V zu benutzen und dementsprechend die Segmentwiderstände zu ändern. Mögliche Lichtstärkeunterschiede zwischen den einzelnen Segmenten sind dann weniger deutlich. An dieser Stelle soll darauf hingewiesen werden, daß der Schaltkreis *D 147* über Eingänge für die automatische Nullenunterdrückung und für die Helligkeitsregelung verfügt.

Bild 8 *a* – Leiterbild der A-Leiterplatte, *b* – Bauelementeseite





keitsregelung der Ziffernanzeige-Bauelemente verfügt. Die letztgenannte Bedienmöglichkeit kann unter kritischen Arbeitsbedingungen in der Dunkelkammer (Farbfotoarbeiten) von Vorteil sein.

3.6. Leiterplatte V/K: Vorwahlschalter (Bild 9)

Als Vorwahlschalter bieten sich mehrere Möglichkeiten an:
1. binär kodierte Drehschalter
2. Aufbau eines binär-kodierten Vorwahlschalters aus einem zehnstelligen Drehschalter mit vier Schaltebenen
3. Aufbau eines binär-kodierten Vorwahlschalters aus einem zehnstelligen Drehschalter mit einer Schaltebene und mit einer Kodierlogik aus Schaltkreisen. (Weitere Kodierschalter mit Diodenmatrix siehe FUNKAMATEUR 4 1979)

Die erste Möglichkeit wurde ausgeschlossen, weil die industriell gefertigten Schalter eine große Bautiefe haben. Da die Vorwahlschalter oft betätigt werden müssen, sind sie für diesen Anwendungszweck außerdem in der Handhabung unbequem.

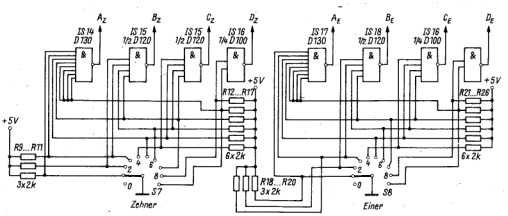
Die zweite Möglichkeit erfordert zu viel Bautiefe, hervorgerufen durch die vierfach hintereinander angeordneten Schaltebenen.

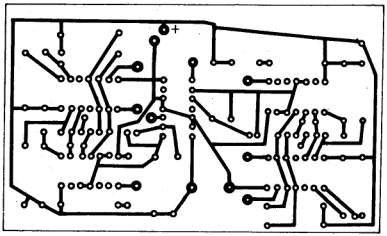
Die gewählte Vorwahlschalterkonzeption mit Schaltkreisen ist zwar bauelementeaufwendig, bietet aber das erforderliche kleine Volumen und den gewünschten Bedienungskomfort.

Beide Vorwahlschalter, der Einer- und der Zehnerschalter, sind auf einer Leiterplatte befestigt, die die Kodierlogik aus 5 Schaltkreisen (IS14 und IS17: 2× *D130*, IS15 und IS18: 2× *D 120*, IS16: 1× *D 100*) trägt.

Das Bild 9a zeigt die logische Verknüpfung eines oder beider Vorwahlschalter. Die angewählten Schaltstellungen der Vorwahlschalter werden durch die zweistellige Soll-Anzeige dargestellt. Die Einstellung läßt sich unter Dunkelkammerbetriebsbedingungen sofort kontrollieren und gut ablesen.

Die Binär-Ausgänge A_E, B_E, C_E, D_E und A_Z, B_Z, C_Z, D_Z des Einer- und des Zehner-Vorwahlschalters sind mit den entsprechenden Dateneingängen A, B, C, D der zugeordneten Zählerschaltkreise verbunden. Die Übernahme der vorgewählten Ziffern in die Zähler (Zählerausgangsstellung) erfolgt, wie bereits erwähnt, durch kurzzeitiges Anlegen von L-Signal an die Stelleingänge der Zähler.





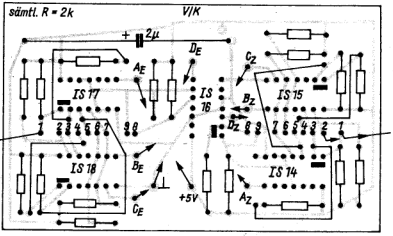
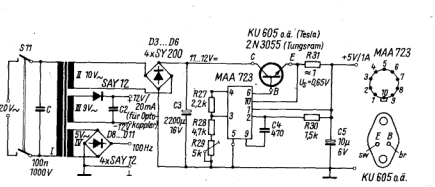
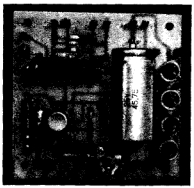
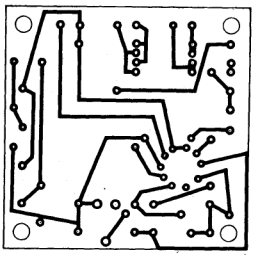


Bild 9 *a* – Logische Verknüpfung der Dezimal-Binär-Schaltergruppe, Vorwahlschalter mit Kodierung (V/K), *b* – Leiterbild der V/K-Leiterplatte, *c* – Bauelementeseite







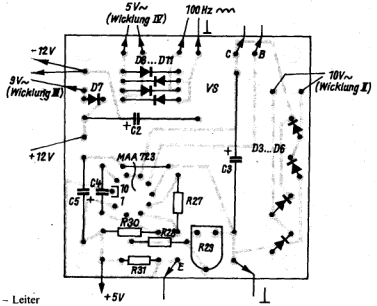


Bild 10 *a* – Netzteil des Belichtungszeitgebers (VS), *b* – Leiterbild der VS-Leiterplatte, *c* – Bauelementeseite, *d* – Ansicht der bestückten Leiterplatte

3.7. Leiterplatte VS: Versorgungsspannungen (Bild 10)

Auf der Netzteil-Leiterplatte befinden sich die Gleichrichterdioden und Siebkondensatoren der drei Versorgungsspannungen. Es sind dies:

U 2:
Für die 5-V-TTL-Versorgungsspannung wendet man eine kurzschlußfeste Stabilisierungsschaltung mit dem integrierten Spannungsregler *MAA 723* (TESLA) und mit dem Leistungstransistor *2 N 3055* (Tungsram) oder *KU 605* (TESLA) an.
Der *MAA 723* enthält eine temperaturkompensierte Referenz-Spannungsquelle, einen Regelverstärker und eine Schaltung zur Überlastsicherung. Die Eingangsspannung muß mindestens 11 V betragen. Mit *R*29 wird die Ausgangsspannung auf den Nennwert von 5 V eingestellt. Der Widerstand *R*31 (1 Ω) bestimmt den Einsatz der Strombegrenzung. Sie setzt bei einem Laststrom von 1 A ein.
U 3:
Aus der Wicklung III wird die getrennte 12-V-Stromversorgung für den Optokoppler und für die nachgeschalteten Bauelemente, für Transistor T2 und für die Thyristorzündspannung bereitgestellt.
U 4:
Der Wicklung IV wird eine Wechselspannung U_{ss} von etwa 4 bis 5 V entnommen, aus der durch Brückengleichrichtung die 100-Hz-Sinushalbwellen für die Taktfrequenz gewonnen werden. Der Netztransformator hat die Kerngröße *M 65* und trägt – durch entsprechende Schutzisolation vom Netz uñd Wicklung I isoliert – folgende Wicklungen

Wicklung I: 1680 Wdg., 0,2-mm-CuL,
Wicklung II: 92 Wdg., 0,75-mm-CuL,
Wicklung III: 76 Wdg., 0,09-mm-CuL,
Wicklung IV: 42 Wdg., 0,07-mm-CuL.

4. Aufbauhinweise

Die mit TTL-Schaltkreisen bestückten Leiterplatten sind an der 5-B-Zuführung mit Stützkondensatoren von etwa 1 bis 2 µF gegen Masse versehen. Sie verhindern, daß sich die während der Umschaltvorgänge der Gatter hervorgerufenen Strom-

spitzen über die Speisespannungsleitungen als Störungen ausbreiten. Jeder Schaltkreis *D 192* erhält deshalb außerdem an der U_{SS}-Zuführung zum Schaltkreis einen eigenen Stützkondensator von 10 nF gegen Masse, der rückwärtig in die Leiterplatte eingelötet wird.
Die Eingänge der Schaltkreise *D 192* müssen eventuell mit 2,2-nF-Scheibenkondensatoren gegen Masse abgeblockt werden. Bezüglich der nötigen Ansteuerflankensteilheit ist das noch zulässig. Das kann erforderlich sein, um Störimpulse am Eingang der Schaltkreise zu unterdrücken.
Die Zuleitungen für den Schalter S6 (Dauerlicht) sind direkt auf der Leiterplatte LS mit den Emitter- und Kollektoranschlüssen von T2 verbunden.

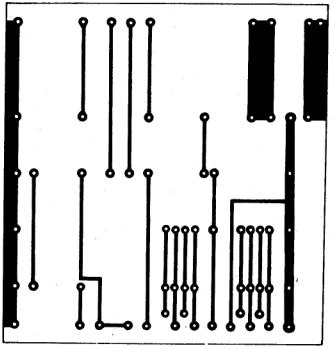
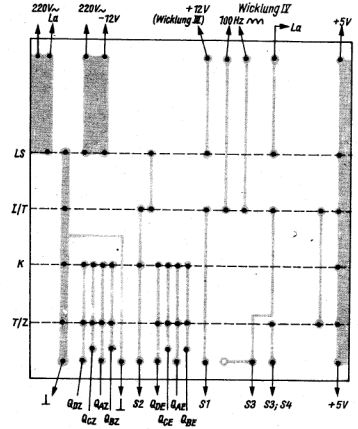


Bild 11 Rückverdrahtungsplatte; *a* – Leiterseite, *b* – Bauelementeseite



1. Einleitung

Seit einigen Jahren steht dem Elektronikamateur im Fachhandel eine Vielzahl neuer Bauelemente, wie integrierte Schaltkreise, optoelektronische Bauelemente u. a. m., zur Verfügung, die auch den Bau von elektronischen Uhren mit digitaler Zeitanzeige mit vertretbarem Aufwand ermöglichen. Wenngleich nicht die einzige technische Möglichkeit, so bieten TTL-Schaltkreise [1] [2] in Verbindung mit Festkörpersymbolanzeigen [3] relativ günstige Voraussetzungen zur Realisierung derartiger Schaltungen. Der hohe schaltungstechnische Aufwand mit Schaltkreisen des mittleren Integrationsgrades ist jedoch nur dann gerechtfertigt, wenn die Uhr zugleich eine sehr hohe Ganggenauigkeit hat, weshalb ein Schwingquarz als zeitbestimmendes Glied verwendet wird, dem ein integrierter Teiler-Schaltkreis nachgeschaltet werden muß. Für netzbetriebene Uhren mit Quarzgenauigkeit empfiehlt sich eine Gangreserve mit einem eingebauten oder externen Akkumulator. Dadurch werden einerseits Unsicherheiten in der Zeitanzeige infolge kurzfristiger Netzausfälle und andererseits lästiges Nachstellen bei längeren (mehrstündigen) Netzunterbrechungen vermieden. Zur Sicherstellung einer ausreichenden Gangreserve ist deshalb der Energiebedarf während des netzunabhängigen Betriebs möglichst gering zu halten.

Die im folgenden vorgestellte Schaltung unterscheidet sich in mehreren Einzelheiten von jenen, in denen ausschließlich Dekadenzähler verwendet werden. Außerdem kam in der Zeittaktierzeugung ein spezieller Teiler-Schaltkreis zum Einsatz, der bei Manuskriptabgabe verfügbar war. Der Sekundentakt kann aber selbstverständlich auch in bekannter Weise z. B. von einem 100-kHz-Quarz mit $5 \times D\,192$ oder $5 \times MH\,7490$ erzeugt werden. Schon aus diesem Grunde kommt der Wiedergabe der Leiterplatte im vorliegenden Falle nur informatorische Bedeutung im Sinne einer besseren Aufwandsabschätzung zu (s. Hinweis in Abschnitt 3.).

2. Schaltung

2.1. Allgemeines

Bild 1 zeigt den Übersichtsschaltplan der Uhr. Wichtigstes Element ist der abstimmbare Quarzoszillator. Seine Frequenzgenauigkeit und -konstanz bestimmen die Ganggenauigkeit der Digitaluhr. Dem Quarzoszillator folgt ein Teiler mit festem Teilerverhältnis, an dessen Ausgang eine Impulsfrequenz von 1 Hz (Sekundenimpuls) zur Verfügung steht. In der Stufe TTL-Anpassung wird der Sekundenimpuls hinsichtlich Impulshöhe und -breite sowie in seiner Flankensteilheit so umgeformt, daß der Zähler Z1 (Zähler für die Sekunden-Einerstelle) zuverlässig angesteuert werden kann.

Die Zählschaltung besteht aus insgesamt 6 vorwärtszählenden, in Serie geschalteten Zählstufen, mit den jeweils erforderlichen Zählbereichen:

Kurzzeichen	Funktion	Zählbereich
Z1	Sekunden-Einer	0 bis 9
Z2	Sekunden-Zehner	0 bis 5
Z3	Minuten-Einer	0 bis 9
Z4	Minuten-Zehner	0 bis 5
Z5	Stunden-Einer	0 bis 9
Z6	Stunden-Zehner	0 bis 2

Durch eine zusätzliche Rückführung wird der resultierende Zählbereich aus Z5 und Z6 auf 0 bis 23 verkürzt.

Zur Umsetzung der am Ausgang eines jeden Zählers enthaltenen kodierten Information auf den Kode der Anzeigeelemente ist zwischen jeden Zähler und das zugehörige Anzeigeelement ein Dekoder geschaltet.

Der Nullsteller erlaubt durch Tastendruck (Ta2) gleichzeitig alle Zähler auf Null zu stellen, während beim Lösen der Taste gestartet wird.

Der Steller wirkt nur auf die Stundenzähler, wobei jeder Tastendruck (Ta3) den Zählerstand auf die nächsthöhere Ziffer oder Zahl zwischen 0 und 23 bringt.

Das Netzteil liefert zwei stabilisierte Ausgangsspannungen, eine durch eine Batterie gepufferte Gleichspannung $U1$ zum Betrieb aller Teile der Schaltung mit Ausnahme der zur Anzeige erforderlichen Dekoder und der Anzeigeeinheiten sowie eine etwa gleich hohe Gleichspannung $U2$, die ausschließlich für den Betrieb der Dekoder und der Anzeigeeinheiten verwendet wird. Durch diese Maßnahme wird der Energiebedarf der Uhr bei netzunabhängigem Betrieb erheblich verringert und damit die »Gangreserve« erhöht.

Bild 2 bis Bild 5 zeigen die komplette Schaltung der Digitaluhr.

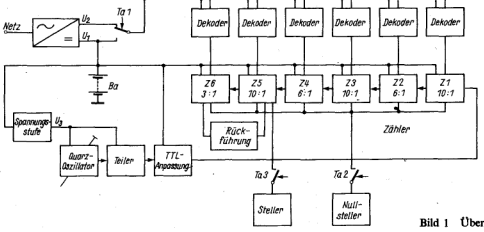


Bild 1 Übersichtsschaltplan der Digitaluhr

2.2. Spannungsversorgung (Bild 2)

Der Netztransformator hat zwei getrennte Sekundärwicklungen mit Spannungen von je $U_{eff} = 15$ V. Jede Sekundärwicklung betreibt über einen *Graetz*-Gleichrichter mit den Gleichrichterdioden D1 bis D4 bzw. D5 bis D8 je eine Spannungsstabilisierungsschaltung ([5]).

Die stabilisierten Ausgangsspannungen $U1$ und $U2$ sind mit den Einstellpotentiometern $P1$ und $P2$ einstellbar. Der Nennwert beider Spannungen beträgt für die Uhrenschaltung 5 V. Jedoch muß beim Einstellen von $U1$ der beim Laden des verwendeten Akkumulators zulässige Dauerladestrom (Ladeerhaltung) beachtet werden. Um die Eigenschaften dieses Schaltungsteils zu verbessern, wurde daher die Kombination aus $4 \times SY\ 200$ (D11...D14) und R_L eingefügt. Die Spannung, von der aus R_L den Akkumulator puffert, liegt durch die beiden Dioden um etwa 1,4 V höher als $U1$. Sie ist so einzustellen, daß der Akkumulator (die Größe von R_L hängt von seinem Typ ab) bei Netzbetrieb nicht beansprucht wird. (Seine beiden Dioden gleichen die Differenz zwischen Akkumulatorspannung und $U1$ aus.)

Transistor T5 stellt eine einfache Spannungsstabilisierungs-Stufe dar, deren Ausgangsspannung $U3$ mit dem Einstellpotentiometer $P3$ auf 1,5 V, der Betriebsspannung für den Quarzoszillator und den Frequenzteiler einzustellen ist.

2.3. Erzeugung der Sekundenimpulse (Bild 3)

Kernstück der Digitaluhrenschaltung ist ein Relaxationsgenerator mit dem Quarz Q mit einer Resonanzfrequenz von 32768 Hz und den Transistoren T6 und T7 [6]. Zum Abgleich der Schaltung auf den genauen Nennwert der Resonanzfrequenz des Schwingquarzes sowie zu einem eventuellen Nachabgleich infolge von Alterungseinflüssen ist der Abgleichkondensator $C6$ vorgesehen, dem ein ausgesuchter Kunstfolienkondensator ($C7$) parallelgeschaltet sein kann. Das Ausgangssignal des Relaxationsgenerators wird über eine einstufige Verstärkerschaltung (mit T8) dem Frequenzteilerschaltkreis IS1 vom Typ *D 921D* oder *D 921C* zugeführt ([7]). Der Schaltkreis IS1 hat ein Teilerverhältnis von 2^{15}:1 und gibt bei einer Eingangsfrequenz von 32768 Hz an den Ausgängen A1 und A2 um 500 ms versetzte Impulsfolgen einer Periodendauer von 1 s ab. Die Breite der Ausgangsimpulse beträgt 31 ms.

Der Widerstand $R13$ und der Kondensator $C9$ sind für die ordnungsgemäße Funktion der im Schaltkreis IS1 enthaltenen Stromregelschaltung notwendig. A1 und A2 sind offene Kollektorausgänge integrierter npn-Transistoren für Kollektorströme im µA-Bereich. Aus diesem Grunde und wegen der zur Ansteuerung von TTL-Schaltkreisen erforderlichen Pegelerhöhung ist der zweistufige Verstärker mit den Transistoren T9 und T10 erforderlich. Die nachfolgende monostabile Kippstufe aus 2 NAND-Schaltungen ([4]) der IS2 verbreitert die Impulse mit dem *RC*-Glied $R18$ und $C10$ auf etwa 50 ms. Die am Ausgang der monostabilen Kippstufe abgegebenen Sekundenimpulse werden durch die Leuchtdiode LED1 – auch bei Netzausfall – angezeigt.

2.4. Zählschaltung mit Digitalzeitanzeige (Bild 4 und Bild 5)

Am Eingang »Vorwärtszählen« (ZV) des Dekadenzähler-Schaltkreises IS3 liegt der Sekundenimpuls an, dessen Rückflanke (L/H) jeweils den nächsthöheren Zählerstand an den 4 Ausgängen, des Schaltkreises im BCD-Kode hervorruft. Der dort angeschlossene BCD-zu-7-Segment-Dekoder IS4 steuert über sieben Widerstände (zur Strombegrenzung) die *Lichtemitteranzeige* LED2 zur Anzeige der Sekunden-Einer an. Synchron mit dem 10. Sekundenimpuls erscheint am Vorwärts-Übertrag-Aus-

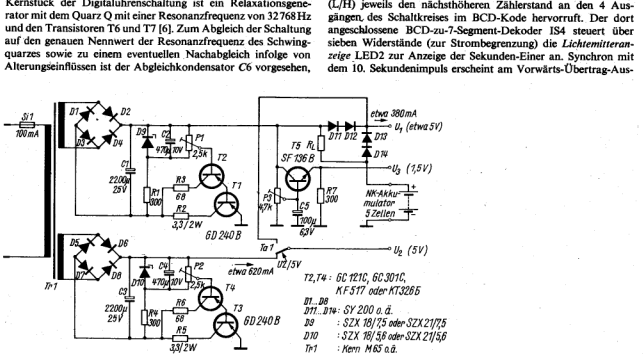


Bild 2 Spannungsversorgung mit Gangreserve und Abfragemöglichkeit für die Anzeige bei Netzausfall

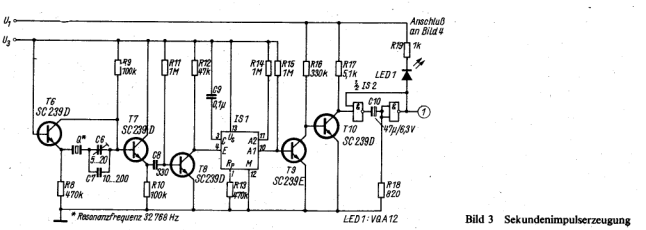
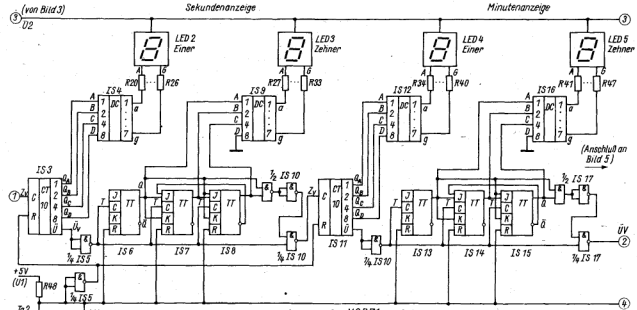


Bild 3 Sekundenimpulserzeugung



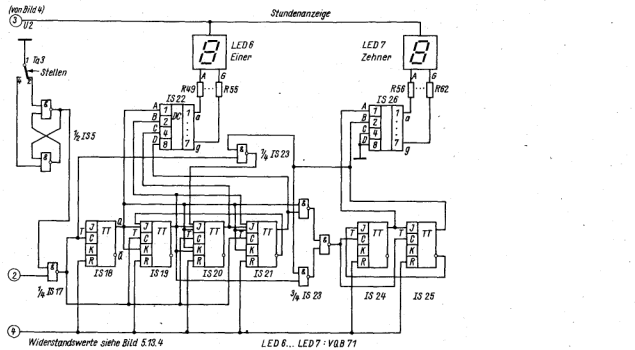


Bild 4 Schaltungsteil für Sekunden-, Minutenanzeige sowie Nullstellen. *U1* speist IS3, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 13, 14, 15, 17; *U2* speist IS4, 9, 12, 16

Bild 5 Schaltungsteil Stundenanzeige und Stellen der Stunden. *U1* speist IS5, 17, 18, 19, 20, 21, 23, 24, 25; *U2* speist IS22, IS26

gang (ÜV) von IS3 ein Impuls, den man über ein als Inverter geschaltetes NAND des Schaltkreises IS5 einer aus drei JK-Flip-Flop IS6, IS7 und IS8 aufgebauten Synchronzählerschaltung [4] mit dem Zählbereich fünf zuführt. Der Zählerstand, mit Schaltkreis IS9 dekodiert, wird an der Lichtemitteranzeige LED3 als Sekunden-Zehner sichtbar gemacht.
Die beiden Minutenzähler (Minuten-Einer: IS11, IS12, LED4; Minuten-Zehner: IS13, IS14, IS15, IS16, LED5) mit Anzeige sind analog der beschriebenen Sekundenschaltung aufgebaut und funktionieren wie bereits beschrieben, wobei jeder 60. Sekundenimpuls einen Zählschritt hervorruft. Da der Zähler für die Stunden-Einer einerseits einen Zählbereich 0 bis 9 und für den Tagessprung andererseits nur von 0 bis 3 benötigt, ist eine Rückführung vom Zähler für die Stunden-Zehner er-

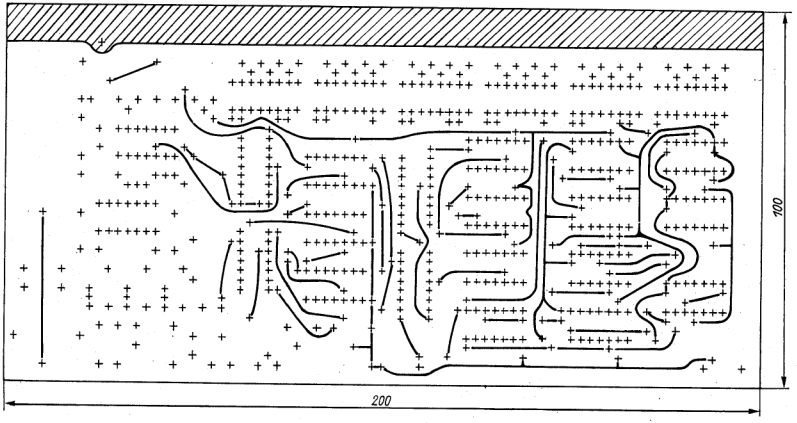


Bild 6a Leiterbild Bauelementeseite der Hauptleiterplatte (zweiseitige Kaschierung)

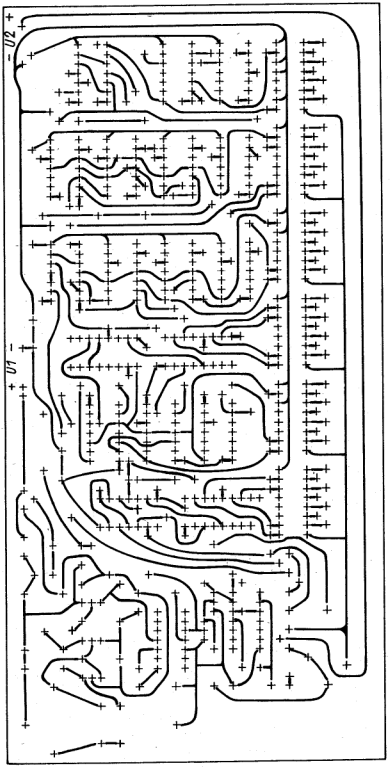
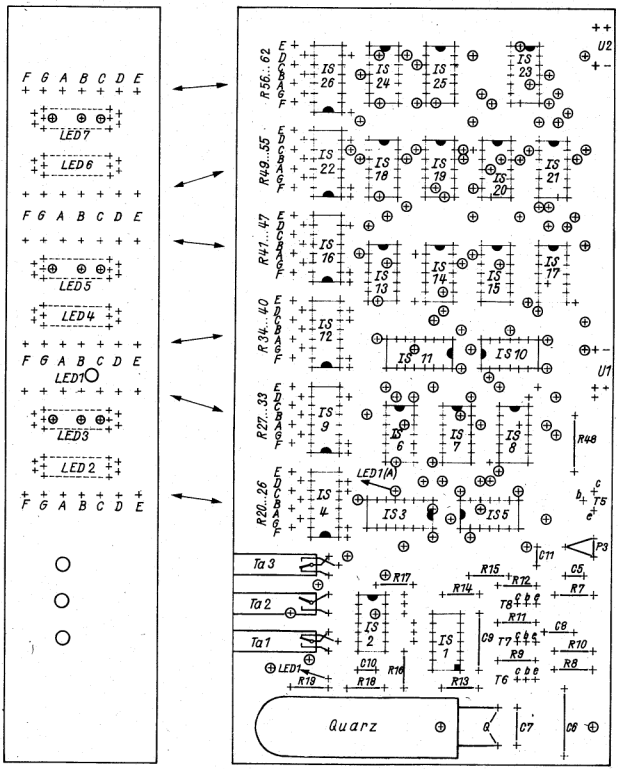


Bild 6b Leiterbild Leiterseite der Hauptleiterplatte (zweiseitige Kaschierung)



Leiterseite
(LED 2...7 befinden sich auf Frontseite)
LED 1 wird durch Bohrung gesteckt.

R20... R47 u. R49...R62 sind zwischen beide Leiterplatten gelötet.
⊕ ⏢ durchkontaktiert

Bild 7 Bestückungsplan der Hauptleiterplatte (Bauelementeseite) und der Anzeigeleiterplatte (Rückseite)

forderlich. Im Gegensatz zu den Zählern für die Sekunden- und Minuten-Einer wurden deshalb kein Dekadenzähler-Schaltkreis, sondern vier JK-Flip-Flop (IS18, IS19, IS20 und IS21) verwendet. Dabei steuert der aus vier NAND bestehende Schaltkreis IS23 nicht nur den Zähler für die Stunden-Zehner an, sondern wirkt auch als Rückführung, die den Gesamtzählbereich der beiden Stundenzähler (Stunden-Einer und -Zehner) auf 23 begrenzt.

Der Zähler für die Stunden-Zehner ist in einfacher Weise aus zwei JK-Flip-Flop-Schaltkreisen (IS24 und IS25) aufgebaut. Dekodierung und Anzeige erfolgen wie bereits beschrieben.

2.5. Schaltung zum Stellen der Uhr

Es sind zwei Stellmöglichkeiten vorgesehen. Durch Schließen der Taste Ta2 werden alle Zähler (bzw. JK-Flip-Flop) gleichzeitig auf 0 gestellt, wobei der für die Dekadenzählschaltkreise erforderliche positive Impuls durch einen Inverter (1/4 IS5) realisiert wird. Durch Öffnen der Taste Ta2 wird danach auch der Startvorgang ausgelöst (s. Bild 4).

Digitaluhr (Blatt 4)

Aus praktischen Gründen hat die Uhrenschaltung nur eine Stellmöglichkeit für die Stundenanzeige, realisiert durch eine einfache bistabile Kippstufe (RS-Flip-Flop) aus zwei NAND (1/2 IS5), die von Hand durch eine Taste Ta3 mit Umschaltkontakt betätigt wird. Diese, als »prellfreier Schalter« bekannte Schaltung ([4]) gibt am Ausgang je Tastendruck einen negativen Impuls ab und schaltet damit den Stundenzähler jeweils um einen Schritt weiter.

3. Aufbau

Die gesamte Schaltung (außer Netzteil und Akkumulator) ist auf zwei beidseitig kaschierten Leiterplatten untergebracht (Leitungsmuster s. Bild 6 und Bild 8).
Bild 7 zeigt den Bestückungsplan für beide Leiterplatten und ihre Zuordnung. Beide Leiterplatten werden in einem Winkel von etwa 90° aneinandergelötet.
Alle verwendeten Bauelemente stammen ausschließlich aus DDR-Produktion. Das Gehäuse sollte aus Metall gefertigt sein und eine gute Masseverbindung zur Schaltung haben. Für die Abdeckung aller Anzeigeelemente (LED1 bis LED7) wird rot eingefärbtes *Piacryl* oder *Piacryl* mit hinterlegter roter transparenter Folie als Rotfilter empfohlen. Als Bedienelement ist nur die Taste Ta1 von außen direkt zugänglich. Die Tasten Ta2 und Ta3 sind durch kleine Bohrungen in der Frontplatte zu erreichen, um unbeabsichtigtes Schalten zu vermeiden.
Hinweis: Die Wiedergabe dieser Leiterplatten erfolgt ohne Gewähr. Die Zeichnungen entstanden nach einem teilweise handverdrahteten Funktionsmuster, und von ihnen wurden noch keine Leiterplatten hergestellt.

4. Abgleich

Der Abgleich des Oszillators sollte mit einem Frequenzmesser hoher Genauigkeit oder mit einem Eichgenerator und einem Oszillografen vorgenommen werden und ist mit dem Kapazitätstrimmer C6 durchzuführen. (Ist der Variationsbereich nicht ausreichend, muß C7 verändert werden.)
Eine Erhöhung der Kapazität verringert die Schwingfrequenz, eine Verringerung der Kapazität erhöht die Schwingfrequenz. Stehen keine Meßmittel zur Verfügung, so kann die Uhr durch Zeitzeichen gestellt (s. 5.) und die Abweichung über mehrere Tage korrigiert werden. Dabei ist die Kapazität von C6 zu erhöhen, wenn die Uhr vorgeht bzw. zu verringern, wenn sie nachgeht.

5. Stellen

Die Uhr wird am besten durch Vergleich mit einem Zeitzeichen gestellt. Mit Beginn des Zeitzeichens (volle Stunde) ist Taste 2 (Nullstellung) zu drücken und unmittelbar nach Ablauf des letzten Tones (letztes Sekunden-Zeitzeichen) loszulassen. Danach wird durch entsprechendes mehrfaches Drücken der Taste Ta3 die richtige Stunde eingestellt.
Natürlich kann auch die Fernsehuhr oder die telefonische Zeitansage der Deutschen Post jeweils in einer vollen Stunde zum Stellen benutzt werden.

6. Batteriebetrieb

Bei Netzausfall kann bei Bedarf mit Taste 1 die sonst während dieser Zeit dunkle Anzeige kurzzeitig angeschaltet werden.

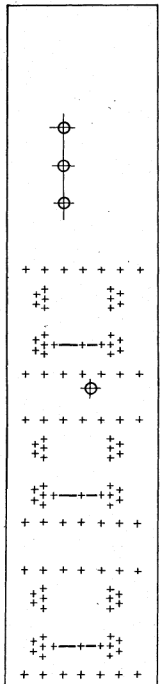


Bild 8a Vorderseite (Zifferseite) der Anzeigeleiterplatte

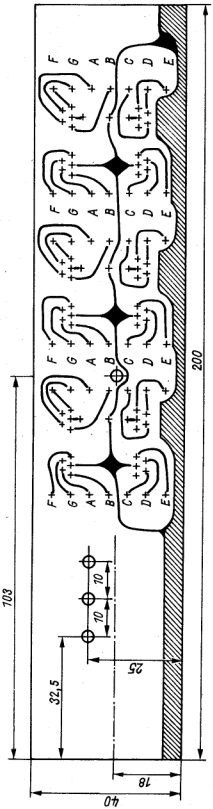


Bild 8b
Leiterseite der Anzeigeleiterplatte

7. Schaltteilliste

IS1	Schaltkreis *D 921 D** oder *D 921 C**
IS2	Schaltkreis *P200 C, D 100 D** oder *D 100 C**
IS3	Schaltkreis *P 192 C* oder *D 192 C*
IS4	Schaltkreis *P 147 C* oder *D 147 C*
IS5	Schaltkreis *P 200 C, D 100 D** oder *D 100 C**
IS6, IS7, IS8	Schaltkreis *P 172 C, D 172 C* oder *D 172 D**
IS9	Schaltkreis *P 147 C* oder *D 147 C*
IS10	Schaltkreis *P 200 C, D 100 C** oder *D 100 D**
IS11	Schaltkreis *P 192 C* oder *D 192 C*
IS12	Schaltkreis *P 147 C* oder *D 147 C*
IS13, IS14, IS15	Schaltkreis *P 172 C, D 172 C* oder *D 172 D**
IS16	Schaltkreis *P 147 C* oder *D 147 C*
IS17	Schaltkreis *P 200 C, D 100 C** oder *D 100 D**
IS18 bis IS21	Schaltkreis *P 172 C, D 172 C* oder *S 172 D**
IS22	Schaltkreis *P 147 C* oder *D 147 C*
IS23	Schaltkreis *P 200 C, D 100 C** oder *D 100 D**
IS24, IS25	Schaltkreis *P 172 C, D 172 C* oder *D 172 D**
IS26	Schaltkreis *P 147 C* oder *D 147 C*
LED1	Lichtemitterdiode *V Q A 12**
LED2 bis LED7	Lichtemitteranzeige *V Q B 71**
Ta1 bis Ta3	Mikrotaster z. B. D2.G1
Tr1	Netztransformator Kern M 65 220 V/ 2 × 15 V

Zusatz für Ladeeinrichtung siehe Bild 2 und Text

*) oder entsprechender Bastlertyp

Literatur

[1] *Schlenzig, K.*: Digitalmosaik I, Originalbauplan Nr. 29, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin 1974

[2] *Galle, R./Schlenzig, K.*: Digitalmosaik II, Originalbauplan Nr. 37, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin 1978

[3] *Müller, W./Schlenzig, K.*: Lumineszenz-Mosaik, Originalbauplan Nr. 33, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin 1976

[4] *Kühn/Schmied:* Integrierte Schaltkreise, 2. Auflage, VEB Verlag Technik, Berlin 1976

[5] *Anders, R.*: Transistorisiertes Kleinmagnetbandgerät selbstgebaut, Amateurreihe electronica, Band 136, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin 1976

[6] *Weiß, H.-J.*: Die Wohnraum-Quarzuhr »piezochron« aus dem VEB Uhrenwerke Glashütte, Uhren und Schmuck 13, 1976, H. 3, S. 66–68

[7] *Weiß, H.-J.*: Wohnraum-Quarzuhr »piezochron« aus dem VEB Uhrenwerke Glashütte, Uhren und Schmuck 15, 1978, H. 1, S. 5–7

1. Einführung zur Mikroprozessortechnik

Meßtechnik, Anlagensteuerung und Haushaltgerätesteuerung werden zunehmend durch den Einsatz unterschiedlicher Mikroprozessoren geprägt. Daher erscheint es zweckmäßig, auch Elektronik-Amateure möglichst frühzeitig mit der Systematik prozessorgesteuerter Schaltungen vertraut zu machen. Die Blätter der Schaltungssammlung zum Komplex Mikroprozessortechnik entstanden zu diesem Zweck. Im Anschluß an einen einführenden Überblick folgen eine Anleitung zum Aufbau eines minimal ausgerüsteten Mikrorechners und eine Einführung in die Programmierung mit einem Beispiel. Anleitungen zum Aufbau von Zusatzgeräten runden den Gesamtkomplex ab. Ein Teil dieser Informationen kann erst in der nächsten Lieferung behandelt werden.
Wie in anderen Blättern der Schaltungssammlung, so läßt sich auch hier das Studium weiterer Fachliteratur nicht umgehen. Bei der Schaltungsrealisierung werden Grundschaltungen der TTL-Technik, wie Register, Zähler usw., als bekannt vorausgesetzt.

2. Wichtigste Begriffe

Mikroprozessor Im vorliegenden Fall der Schaltkreis *U 808 D*, allgemein ein oder mehrere integrierte Schaltungen, die einem Datenbus Daten und Befehle entnehmen und verknüpfen sowie das Ergebnis an bestimmte Adressen ausgeben

Mikrorechner Ein Gerät, z. B. die Zentraleinheit *ZE 1* von VEB *Robotron*, das den Prozessor enthält und dazu noch Speicher und Anpaßschaltungen zur Aufnahme der Befehle und Daten

Mikrorechner-system Zusammenschaltung von Ein- und Ausgabegeräten mit dem Mikrorechner in möglichst variabler Form

Logikpegel Bei TTL entspricht der logischen »0« eine Spannung unter 0,4 V (Pegel »Low« oder »L«) und der logischen »1« eine Spannung zwischen 2,4 V und 5 V (Pegel »High« oder »H«)

Bit Eine binäre Information oder (hier) eine Leitung oder ein Speicherplatz, der den Zustand »0« oder »1« annehmen kann

Wort/Byte Mit einer einzigen Operation (Lesezyklus) verarbeitete Anzahl von 8 Bit.
Die spezielle Wortlänge von 8 Bit wird mit 1 Byte bezeichnet

oktale Bitbelegung Jeweils 2 oder 3 Bit werden durch Zahlen 0 bis 7 dargestellt, wobei die Wertigkeit von rechts mit ... 2^2, 2^1, 2^0 usw. zählt
Beispiel: 01 011 111 wird zu 137

hexadezimale Bitbelegung Jeweils 4 Bit werden durch Zahlen und Buchstaben dargestellt
Beispiel: 0101 1111 wird zu 5 F
(Die Zahlen 10 bis 15 werden als A bis F kodiert)

Interface Festlegung der Pegel und des logischen Zusammenwirkens von 2 Meßgeräten, die an einer Trennstelle zusammengeschaltet werden

IS Integrierter Schaltkreis

Hardware Baugruppen und Geräte, die aus elektrischen Bauelementen und mechanischen Bauteilen bestehen

Software Beschreibungen und Programme, die als Text oder in oktalen bzw. hexadezimalen Zahlen vorliegen

3. Der Mikroprozessor U 808 D

3.1. Vorbetrachtung über mikrorechnergesteuerte Prozesse

Im Gegensatz zu einem handbedienten Meßplatz oder Gerät, bei dem alle Tasten und Schalter von Menschen bedient sowie die Ergebnisse ebenfalls vom Bedienenden notiert und verarbeitet werden, sind alle Geräteeingänge durch Kombination von »0«- und »1«-Belegungen von Leitungen (Bit-Belegungen, siehe unter »Begriffe«) festgelegt. Alle Meßgeräte oder Baugruppen von Haushaltsgeräten – Schleuder und Laugenpumpe einer Waschmaschine usw. – müssen entsprechende Eingänge haben, die z. B. bei »0« die Baugruppen abschalten und bei »1« einschalten. Ob eingeschaltet wird oder nicht, verschlüsselt man in »Befehlen«. Um z. B. die Wäscheschleuder einzuschalten, müßte der Rechner die sogenannte Adresse der Schleuder kennen und auf dieser Adresse in einem weiteren Bit die »1« oder »0« für Öffnen oder Schließen ausgeben. (Bei insgesamt 8 Baugruppen, wie Schleuder, Magnetventil, Heizer usw., bekommt jede Baugruppe eine Kombination von 3 Bit als Adresse zugeordnet: 000, 100, 110 usw.) Durch logische Operationen wird vorher geprüft, ob alle Bedingungen zum Ein- oder Ausschalten gegeben sind (z. B. beim Heizer den Wasserstand prüfen bzw. bei Spülvorgängen nicht einschalten usw.). Anschließend kann dann die beendete Operation durch Lampen angezeigt bzw. – in der Meßtechnik – durch Drucker ausgedruckt werden.
Aus diesen Betrachtungen ist zu ersehen, daß für eine Prozeßautomatisierung mit einem Mikrorechner folgende Voraussetzungen gegeben sein müssen:

a) Ein Mikrorechner mit den notwendigen Anschlußschaltungen für alle zu bedienenden Baugruppen muß vorhanden sein (Hardware, Geräte).
b) Alle auszuführenden Operationen müssen durch die logischen Operationen, die der Prozessor ausführen kann, ausgedrückt werden (Software, Programmierung).
c) Alle zu bedienenden Tasten und Schalter müssen sich durch Adressen anwählen und durch TTL-gerechte Ströme steuern lassen.

Die Voraussetzung a kann mit den speziellen Bauanleitungen der Serie »Mikroprozessor-Technik« und Anleitung durch die angegebene Literatur erfüllt werden.
Ob alle Steuerfunktionen in der gewünschten Zeit und mit den vorhandenen Geräten (Voraussetzung b) zu erledigen sind, ist zu prüfen. Wenn ja, dann muß durch ein »Programm« die Prozessor-Operation festgelegt werden. Voraussetzung c läßt sich leicht prüfen.

3.2. Arbeitsweise und Aufbau des Mikroprozessors *U 808 D*

Als Kurzfassung von [1] [2] ergibt sich folgendes:
Der Mikroprozessor *U 808* hat einen 8-Bit-Datenbus (Daten und Befehle) und einen 14 Bit breiten Adressenzähler (Adressenregister oder *program counter*, abgekürzt PC), dessen Inhalt in zwei Zyklen zu 8 und 6 Bit nach außen übertragen wird. Bild 1 zeigt die Übersichtsschaltung mit den Takten und Adressierungen der Register. Mit 14 Bit lassen sich $2^{14} = 16384$ Speicherworte zu 8 Bit adressieren (siehe Blatt »Speicher RAM, ROM«), in denen das Programm untergebracht ist. Der Datenbus wird für die Ein- und Ausgabe genutzt.
Als Zwischenspeicher wirken die Register A bis L, die beim Laden oder Auslesen in der angegebenen Weise entsprechend Ziel und Quelle adressiert werden.
Der ALU (arithmetisch-logische Einheit) sind zwei Pufferregister, a und b, zugeordnet, die jeweils ein Byte aufnehmen. Beide Byte werden in der ALU durch Operationen (+; −; UND usw.) verknüpft.
Alle Operationen werden in dualer Form abgearbeitet. Die Ergebnisse der Operation beeinflussen die sogenannten Flag-

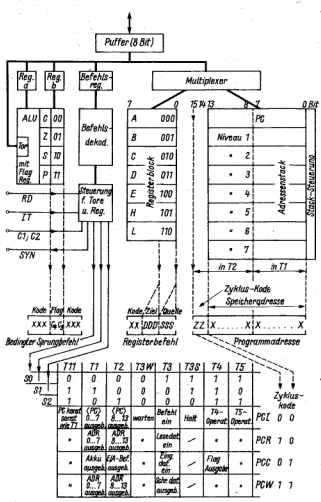


Bild 1 Übersichtsschaltung und Funktionsweise des Mikroprozessors *U 808 D*

Register C, Z, S, P. Welche Operation gerade ausgeführt werden soll, ermittelt der Befehlsdekoder aus dem im Befehlsregister anliegenden Befehl. Die Steuerung öffnet dementsprechend alle internen Torschaltungen. Von welchem Speicherwort der Befehl gelesen wird, bestimmt der Programmzähler, dessen Inhalt von 14 Bit die Speicheradresse darstellt. Auf besondere Befehle hin (Sprungbefehle) gelangt der Inhalt des Programmzählers PC in das Register-Niveau 1 (bzw. evtl. von dort wieder nach 2 usw.), und in den PC werden 14 Bit aus anderen Registern oder aus dem Speicher – die neue Adresse oder Einsprungadresse – eingespeichert. Bei entsprechenden Rücksprungbefehlen werden die »gekellerten« Adressen der Reihe nach wieder aus den Niveaus sieben bis eins in den PC umgeladen. Mit dem *U 808 D* kann man also siebenfache Sprünge in Unterprogramme ausführen. Sprünge können auch in Abhängigkeit von der Stellung der Flag-Register ausgeführt oder unterlassen werden. Entsprechend den Signalen S0 bis S2, die der Prozessor ausgibt, kann man 8 Zeitstufen oder Takte unterscheiden, die in der Abarbeitung eines Befehls auftreten. In Bild 1 wurden diese Zeitstufen eingezeichnet. Dabei werden die Zeitstufen T1I und T3W abhängig vom Zustand der Leitung »Interrupt« bzw. »Ready«, s. Bild 1) durchlaufen. Bei Durchlaufen von T1I unterbrechen äußere Geräte (bzw. der Bediener) das laufende Programm, und in T3W wartet der Prozessor auf Daten von außen bzw. von langsamen Speichern.

Bild 2 zeigt den logischen Ablauf der Befehlsabarbeitung. Die Zustände der Leitungen S0 bis S2 sind bei den Zeitstufen mit eingetragen. Nach dem Einschalten werden alle internen Register gelöscht, und es stellt sich der Stopzustand ein. Danach muß man kurzzeitig die Interruptleitung (IT in Bild 1) auf »1« legen, wonach sich die Zeitstufe T1I einstellt. In der Zeitstufe T1I (wie auch in T1) wird der niederwertige Teil (8 Bit) des PC über den Datenbus abgegeben. Bei T2 werden die 6 höherwertigen Bit des PC abgegeben und die verbleibenden,

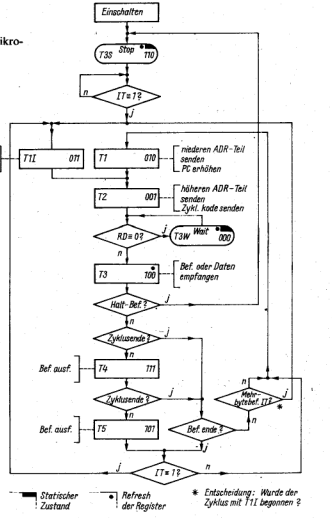


Bild 2 Funktionsablauf im *U 808 D*

2 Bit bilden einen Zykluskode. Bei T3 gelangen Daten über den Datenbus in das Befehlsregister.
Bis T3 wird das Ablaufprogramm nach Bild 2 in jedem Fall durchlaufen. Einige Befehle (z. B. Stopbefehl) sind damit beendet. Für andere Befehle (z. B. Verschiebung des Akkumulatorinhalts nach rechts oder links) werden alle 5 Zeitstufen durchlaufen. Ein weiterer Teil von Befehlen erfordert mehrere Durchläufe. Um zu kennzeichnen, in welchem Durchlauf (Zyklus) sich der Prozessor befindet, wird der Zykluskode in T2 gebildet (s. Bild 1). PCI ist der erste Zyklus einer Befehlsabarbeitung; während seiner Dauer wird der auszuführende Befehl eingegeben.
Danach wird bei allen Befehlen, die Ein- und Ausgaben bewirken, ein PCC-Zyklus durchlaufen, wobei während T1/T2 keine Speicheradressenaussendung erfolgt. Wenn zur Befehlsausführung (z. B. bei Addition des Akkumulators mit einem beliebigen Byte) noch ein weiteres Byte aus dem Speicher gelesen werden muß, ist der zweite Zyklus ein PCR-Zyklus. Wie bei PCI, so werden bei T1/T2 Adressen ausgesendet, aber die bei T3 einlaufenden Daten gehen nicht in das Befehlsregister. Wenn ein Befehl das Einschreiben eines Bytes in den Speicher auslösen soll, ist der zweite Zyklus ein PCW-Zyklus, der ähnlich dem PCR abläuft. Nach jedem abgearbeiteten Befehl wird T1 durchlaufen, und der Befehlszähler erhöht sich um 1. Eine Ausnahme bildet ein Zyklus mit Interrupt (Leitung IT wird durch äußere Geräte oder Handtaste auf »1« gesetzt).
Am Ende des laufenden Befehls fragt der Prozessor die Interruptleitung ab. Bei Belegung mit »1« beginnt dann der nächste Befehl mit T1I (s. Bild 2). Bei Durchlaufen von T1I wird der Befehlszähler nicht erhöht, und bei T3 kann ein Sprungbefehl eingegeben werden. Der Sprungbefehl (z. B. CALL) ist ein Drei-Bytebefehl mit anschließender »Kellerung« der Absprungadresse. Bei jedem Zyklus wird T1I durchlaufen, so daß nach Abarbeitung der folgenden Befehle des Interruptprogramms und nach dem Rücksprung RET die im Register-Niveau eins des PC vor dem Sprung »gekellerte« Adresse wieder in das Register PC läuft und abgearbeitet wird. Die Sprungbefehle werden in der Einführung in die Programmierung genau erläutert. Da auch nach einem Haltbefehl der Zustand T1I durchlaufen wird, wird der auf einen Haltbefehl folgende Befehl zweimal abgearbeitet.
Zum besseren Verständnis der Funktionen der Zeitstufen zeigt Bild 3 den Ablauf für einen Inputbefehl. Der Prozessor soll eingeschaltet sein und sich nicht im Interrupt befinden. Deshalb wurden nur die Zeitstufen ab T1 gezeichnet.
Alle Funktionen bis T3 des ersten Zyklus (PCI-Zyklus) werden für jeden Befehl gleich durchlaufen. Der zweite Zyklus verläuft nur bei einem INOX-Befehl in der gezeigten Art.
Die Tabelle in Bild 1 zeigt die Zuordnung der ausgeführten Operationen zu den Zyklen.
Für einen Sprungbefehl (z. B. CALL) wäre der erste Zyklus ebenfalls ein Zyklus PCI nach Bild 3. Danach würde ein PCR-Zyklus folgen, bei dem bis T2 der Ablauf wie bei PCI7 ist. Bei T3 gelangen dann die Speicherdaten (niedere 8 Bit der Einsprungadresse) ins Register b. Danach ist der zweite Zyklus beendet. Der dritte Zyklus ist ebenfalls ein PCR-Zyklus mit gleichem Verlauf für T1 und T2. Die bei T3 eintreffenden Speicherdaten bilden den höherwertigen Teil der Einsprungadresse und gelangen in Register a (Bit 6 und Bit 7 der Daten sind ohne Bedeutung).
Danach wird T4 durchlaufen, und der Inhalt von Register a kommt in die Bit 8 bis 14 des PC. Im folgenden T5 gelangt der Inhalt von Register b in die Bit 0 bis 7 des PC. Dabei wurde der vorherige Inhalt des PC (Register 0 des Stack) in das Register 1 des Stack transportiert. Damit ist der Sprungbefehl abgearbeitet.
Bedingte Sprünge (CNZ, CC usw.) berücksichtigen zu T3 des zweiten PCR-Zyklus das Bedingungs- oder Flag-Flip-Flop. Dementsprechend wird nach 9 Takten die nächstfolgende Adresse im PC bearbeitet, oder nach 11 Takten erfolgt Ausführung des Sprungs.

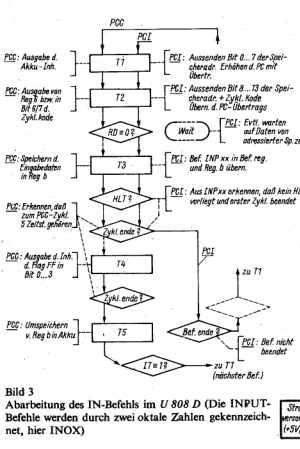


Bild 3
Abarbeitung des IN-Befehls im *U 808 D* (Die INPUT-Befehle werden durch zwei oktale Zahlen gekennzeichnet, hier INOX)

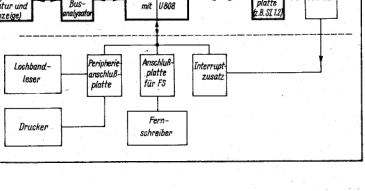


Bild 4
Realisierungsmöglichkeiten für einen Mikrorechner mit *U 808 D*

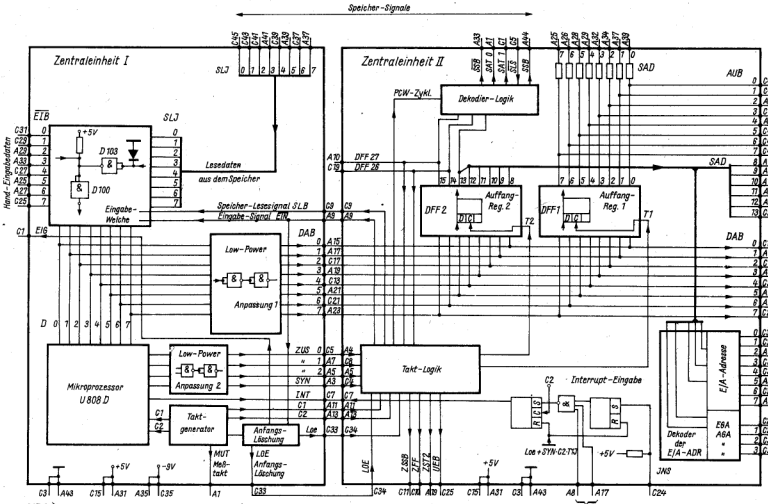


Bild 5 Zentraleinheit, Übersichtsschaltplan (nach *ZE 1*).
Steckverbinder: Buchsenleiste 404 bzw. 405 nach *TGL 31427/01*

3.3. Mikrorechner mit U 808 D

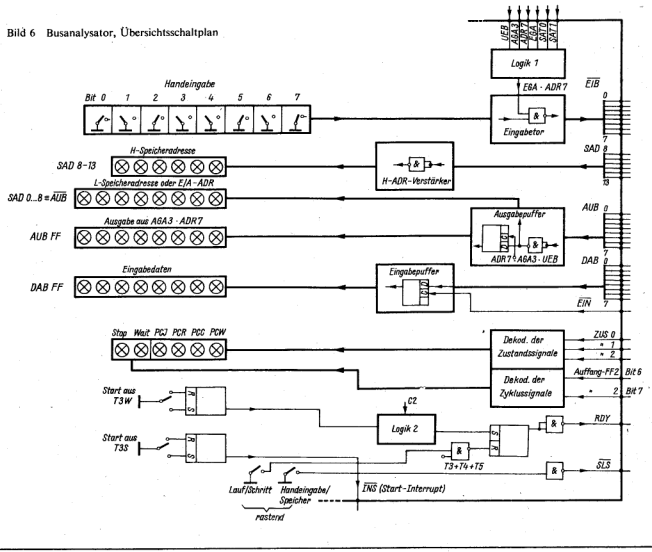
Der Mikroprozessor *U 808 D* ermöglicht mit seinen Registern, der arithmetisch-logischen Einheit und dem Befehlsdekoder eine vollständige Abarbeitung logischer und arithmetischer Aufgaben. Um periphere Geräte ansteuern zu können, sind noch folgende Baugruppen anzuschließen: Taktgenerator, Zwischenregister für die ausgegebene Adresse (14 Bit, ausgesendet zu T1 und T2), Dekodierung der Ein- und Ausgabeadressen (entsprechend Bild 3 des Blattes »Mikroprozessor *U 808 D*« wird aus 3 Bit des IN-Befehls ein Kode für die Ansteuerung von 8 Eingabetoren gebildet), Ansteuerung der Speicher (entsprechend der Dekodierung von PCR oder PCW muß entweder gelesen oder geschrieben werden) und einer Weiche zum Umschalten der Eingabedaten, wenn außer vom Speicher auch noch von anderen Kanälen Daten eingegeben werden.
Die aufgezählten Baugruppen einschließlich *U 808 D* bilden die Zentraleinheit. Hinzu kommt der Speicher. Zum Mikrorechner gehören noch Anschlußeinheiten für Meßgeräte, Lochbandleser, Fernschreiber, Drucker usw. sowie für ein Bedienteil zur Dateneingabe über Tasten und zur optischen Kontrolle der Bitbelegung des Datenbusses und des Programmzählers (auch Busanalysator genannt).
Auf der Basis des *U 808 D* existieren in der DDR mehrere industrielle Mikrorechner, die für spezielle Zwecke entwickelt wurden. Darunter sind die Typen *ZE 1* und *K 1510* vom VEB *Robotron*.

Für Schulungszwecke und zur Abarbeitung kleiner Programme genügt folgende Minimalausführung:
- Zentraleinheit ohne Interruptbehandlung,
- 0,5-K-Byte-RAM und 2-K-Byte-EPROM (siehe dazu Blatt »Halbleiterspeicher zum Mikroprozessor *U 808 D*«),
- Busanalysator, bestehend aus Eingabetastatur und Lampenanzeige für PC und Datenbus, einem Ausgabekanal und eventueller Anzeige des Inhalts des Akkumulators und der Flag-Register,
- Anschlußbaugruppe zur Anschaltung von Meßgeräten (entweder speziell angepaßt oder für eine genormte Schnittstelle, wie Standard Interface SI 1.2),
- Eingabetastatur für kleine Programme (eventuell über BUS-Analysator).

Für anspruchsvollere Programme sind erforderlich:
- Zentraleinheit mit Interruptbehandlung,
- 4- bis 8-K-Byte-RAM und 8-K-Byte-ROM/EPROM,
- Busanalysator wie oben, möglichst Anzeigen in hexadezimaler Form oder sogar mit einem Bildschirm-Sichtgerät,
- Anschlußschaltungen für Fernschreiber, Lochbandleser, Lochbandstanzer und -drucker, eventuell auch Floppy-Disk,
- Software in Form von Ladeprogrammen zum Eingeben von Daten aus dem Fernschreiber bzw. dem Lochbandleser und Ausgabeprogramm für Stanzer und Fernschreiber,
- Anschlußschaltungen für die anzuschließenden Meßgeräte, wie Voltmeter, Temperaturfühler usw.

Die Programmierung der PROM- oder EPROM-Bausteine hängt nicht vom Umfang des Mikrorechners ab. Für EPROM-

Bild 6 Busanalysator, Übersichtsschaltplan



Bausteine müssen spezielle Geräte vorhanden sein, die von Lochstreifen gesteuert werden. Wenn aus finanziellen Gründen solche Programmiergeräte nicht vorhanden und Programmierungen als Lohnaufträge nicht möglich sind, kann man sich bei bis zu 256 Byte langen Programmen mit Dioden-Steckspeichern behelfen. Darüber hinaus ist dieses Verfahren zu aufwendig. ROM-Speicher werden vom Hersteller programmiert.

Als RAM-Speicher lassen sich neben Halbleiterbausteinen auch Magnetkernmatrizen mit Ansteuerelektronik oder spezielle Magnetbandkassetten verwenden.

Ein Fernschreib- oder Druckeranschluß dürfte für Amateure aus Gründen der Gerätepreise nicht tragbar sein. Eine Ausgabe auf den Bildschirm eines Fernsehempfängers ist prinzipiell möglich, erfordert aber umfangreiche Arbeit. Zum Testen kleiner Programme reicht jedoch eine Lampenanzeige aus. Auf eine Anordnung von Mikroprozessor, Speicher und Handbedienteil beziehen sich die nachfolgenden Erläuterungen.

Bild 4 zeigt den Übersichtsschaltplan eines Mikrorechners, der sich an den vom VEB *Robotron* hergestellten Typ *ZE 1* anlehnt. Die für den *ZE 1* angegebene maximale Speichergröße von 12 k Byte kann durch Weglassen von Leiterplatten abgerüstet werden. Bezüglich der anderen Baugruppen ist die Minimalausführung angegeben.

Bild 5 zeigt die Zentraleinheit allein. Diese Zentraleinheit kann man in ihren Anschlußwerten durch die Leiterplatten *ZE 1/1* und *ZE 1/2* vom VEB *Robotron* ersetzen, wenn die angegebenen Anschlußbelegungen und Stecker eingehalten werden.

Die *ZE 1* enthält:

a – Leiterplatte *ZE 1/1* mit
- *U 808 D* und Taktgenerator,
- Anpassung des *U 808 D* an die TTL-Pegel,
- Eingabeweiche für Speicherdaten oder Handeingabe,
- Anfangslöschschaltung für externe Register;

b – Leiterplatte *ZE 1/2* mit
- zwei Auffangregistern für die 8 niederen und 6 höheren Adressenbit (*DFF 1* und *DFF 2*),
- einer Dekodierschaltung, um aus dem Aus-/Eingabebefehl die Aus/Eingabeadresse zu gewinnen (Der Befehl wird zu T2 im *DFF 2* gespeichert und dekodiert, entsprechend der Erläuterung zu Bild 3),
- einer Schaltung zur Erzeugung der Speicher-Ansteuerimpulse,
- einer Logik, um das Interruptsignal zu takten.

Der Busanalysator (Bild 3) enthält:
- ein 8-Bit-Register für den Ausgabekanal der Lampenanzeige, ein weiteres für den Datenbus und eines für die 14 Adressenbit,
- die Eingabetastatur für 8 Bit (binär oder oktal/hexadezimal),
- einen Schalter für Umschaltung Handtakt/Generatortakt und Handeingabe/Speichereingabe,
- die Starttasten für Anlauf aus der Stellung T3W und T3S,
- die Dekodierung und die Anzeige der Zyklen (PCI, PCW, PCC, PCR).

Weitere Zusätze zur Anzeige der Flags und einiger Register sind unter zusätzlichem Aufwand möglich. Darüberhinaus kann man um eine einstellbare Adresse, bei der das Programm angehalten wird, ergänzen. Der Busanalysator ist besonders für Lehr- und Lernzwecke von großer Bedeutung. Die Ein-/Ausgabeschaltungen enthalten ebenfalls Register und Torschaltungen ähnlich dem Ausgabekanal zur Lampenanzeige am Busanalysator. Diese Schaltungen sind speziell auf die angeschlossenen Geräte zugeschnitten.

Mit einem Aufbau nach Bild 4 ist eine Einarbeitung in die Arbeitsweise des Mikrorechners mit *U 808 D* bzw. die Abarbeitung kurzer Programme möglich.

Literatur

[1] *Höhne, M.*: Der Mikroprozessor U 808 D, Teil I, radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 5, S. 145 bis 150

[2] *Höhne, M.*: Der Mikroprozessor U 808 D, Teil II, radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 6, S. 187 bis 198

[3] –: Technische Gemeinschaft 1977, Anhang mit Begriffsdefinitionen »Mikrorechner und Systeme« (Fortsetzungsreihe)

[4] –: Arbeitsmaterial der KDT-Ag »Mikrorechner-Anwendungen«, Institut für Nachrichtentechnik Berlin, Abt. TB 1

[5] –: Beschreibung der ZT 1 (Firmenunterlagen VEB Robotron Riesa)

1. Einleitung

Mit der raschen Entwicklung der Mikroprozessortechnik gewinnen auch die integrierten Speicherschaltkreise immer größere Bedeutung. Informationsspeicher sind wichtige Bestandteile eines Mikrorechners. Sie lassen sich grob unterteilen in Leseschreibspeicher und in Festwertspeicher. Im Mikrorechner wendet man den Leseschreibspeicher als Datenspeicher an, und der Festwertspeicher wird als Programmspeicher benutzt.

2. Aufbau eines Speicher-IS

Ein Speicher-IS besteht im wesentlichen aus Speicherzellen, Adressendekodierung, Schreib- und Leseverstärker sowie Puffer- und Torschaltungen. Die Speicherzelle ist der Informationsträger. Jede Speicherzelle kann in Form eines Binärzeichens eine Information speichern. Die Einheit des Binärzeichens ist das Bit. Die Speicherzellen können mit Adressenleitungen einzeln ausgewählt werden. Besteht die Information aus einigen Bit, so werden mit einer Adressierung mehrere Speicherzellen parallel ausgewählt.
Es gibt zwei Möglichkeiten der Auswahl: Linearauswahl und Koinzidenzauswahl.
Bei der Linearauswahl wird für jede Speicherzelle eine Adressenleitung benötigt. Das erfordert bei Speicher-IS hoher Bitzahl eine sehr große Anzahl innerer Adressenleitungen (Beispiel: 256-Bit-Speicher braucht 256 Adressenleitungen).
Deshalb wird meist die Koinzidenzauswahl angewendet. Dabei sind die Speicherzellen in Matrixform angeordnet. Für jede Zeile bzw. Spalte der Matrix wird eine Adressenleitung benötigt. Zur Auswahl einer Speicherzelle müssen jeweils eine Zeilen- und eine Spaltenadressenleitung angesprochen werden.
(Beispiel: 256-Bit-Speicher braucht 16 Zeilenadressenleitungen und 16 Spaltenadressenleitungen, also 32 Adressenleitungen).
Am Eingang des Speicher-IS liegen die Adressen kodiert an. Zur Dekodierung dieser Adressensignale sind im Speicher-IS Zeilen- und Spaltendekodierer integriert (Bild 1).
(Beispiel: 256-Bit-Speicher hat 4 Zeilenadresseneingänge und 4 Spaltenadresseneingänge, also 8 Adresseneingänge).
Die aus der adressierten Speicherzelle ausgelesene Information liegt am Datenausgang (D_0) an. Einzuschreibende Informationen werden über den Dateneingang (D_I) in die Speicherzelle eingegeben. Je nach Organisation kann der Speicherschaltkreis einen oder mehrere Datenein- und -ausgänge haben. Zur Steuerung der Dateneingabe- und Datenausgabevorgänge hat der

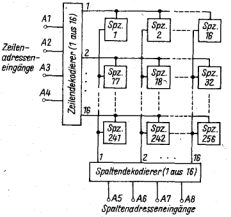


Bild 1 (256 × 1)Bit-Speicherzellenmatrix mit Adressendekodierer (Spz – Speicherzelle)

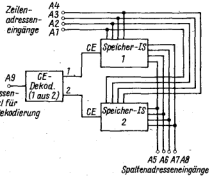


Bild 2 Kapazitätserweiterung von (256 × 1)Bit auf (512 × 1)Bit durch Eingang CE

Leseschreibspeicher einen Steuereingang (WE). Dieser Steuereingang und der Dateneingang sind beim Festwertspeicher nicht vorhanden, da aus ihm im Betriebsfall nur Daten ausgelesen werden können.
Mit der Anzahl der Adressenein- und der Datenausgänge errechnet sich die Kapazität eines Speichers aus:

$Kp = 2^n m$;

n – Anzahl der Adresseneingänge, m – Anzahl der Datenausgänge;
Beispiel: (256 × 1)-Bit-Speicher 8 Adresseneingänge, 1 Datenausgang, $Kp = 2^8 \cdot 1 = 256$ Bit.
Reicht die Kapazität eines Speicherschaltkreises nicht aus, so läßt sich die Speicherkapazität mit dem Schaltkreisauswahleingang (CE) erweitern. Dieser Eingang beeinflußt Torschaltungen an den Datenein- und Datenausgängen. Ist er gesperrt, verhindert er, daß Daten geschrieben oder gelesen werden können, obwohl Speicherzellen in diesem Schaltkreis adressiert sind. Somit ergibt sich eine Kapazitätserweiterung, ohne daß zusätzliche Verknüpfungen der Adressensignale für die Speicherzellenauswahl notwendig sind. Benötigt werden lediglich zusätzliche Adressensignale für die externe Dekodierung (Bild 2) des CE-Signals.

3. Schreiblesespeicher

Bei den Schreiblesespeichern mit wahlfreiem Zugriff (RAM, Random Access Memory) gibt es zwei Arten: statischer RAM und dynamischer RAM.
Der grundsätzliche Unterschied besteht in der Art der Speicherzelle. Die Speicherzelle des dynamischen RAM muß im Gegensatz zu der des statischen RAM in bestimmten Zyklen aufgefrischt werden, d. h., die in der Speicherzelle gespeicherte Information muß sich lesen, verstärken und wieder einschreiben lassen, da der Speicherinhalt sonst verlorengeht. Die gespeicherten Daten eines RAM lassen sich im Betriebsfall auslesen, wobei sie in der Speicherzelle erhalten bleiben, oder neue Daten können eingeschrieben werden.

3.1. Statischer RAM

Die statische Speicherzelle speichert die Information wie ein Flip-Flop (Bild 3). Durch ständigen Stromfluß hat diese Speicherzelle eine hohe Verlustleistung. Ebenfalls ist der Flächenbedarf durch eine hohe Anzahl benötigter MOS-Elemente groß, so daß sich statische Schreiblesespeicher hoher Kapazität nur schwer herstellen lassen.

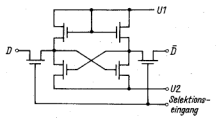


Bild 3 Beispiel einer statischen Speicherzelle

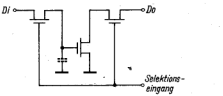


Bild 5 Beispiel einer dynamischen Speicherzelle

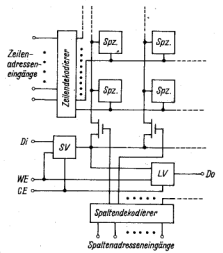


Bild 4 Übersichtsschaltplan eines statischen RAM (SV – Schreibverstärker, LV – Leseverstärker)

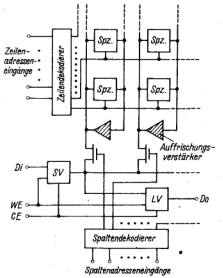


Bild 6 Übersichtsschaltplan eines dynamischen RAM

Bild 4 zeigt den Übersichtsschaltplan eines statischen RAM mit Dateneingang, Datenausgang, Schreibleseeingang, Schreibleseverstärker, Schaltkreisauswahleingang und Adresseneingängen.

3.2. Dynamischer RAM

Die dynamische Speicherzelle speichert die Information wie eine kapazitive Ladung (Bild 5). Diese Ladung muß zyklisch aufgefrischt werden. Dazu ist für jede Spalte ein Auffrischungsverstärker im Speicher-IS integriert. Nachdem die Zeilenadressenleitung ausgewählt wurde, läuft der Vorgang zeilenweise ab. Die Auswahl der Spaltenadressenleitung ist dabei ohne Bedeutung. Die gespeicherten Daten einer Zeile gelangen in die Auffrischungsverstärker und werden über die Schreibleitungen wieder eingeschrieben. Man muß jede Zeile in bestimmten Zeitabständen auffrischen. Die dynamische Speicherzelle benötigt nur etwa die Hälfte an MOS-Elementen einer statischen Speicherzelle. Dabei lassen sich Speicher hoher Kapazität herstellen. Die Verlustleistung der dynamischen Speicherzeile ist gering. Bild 6 zeigt den Übersichtsschaltplan eines dynamischen RAM mit Dateneingang, Datenausgang, Schreibleseeingang, Schreibleseverstärker, Auffrischungsverstärker, Schaltkreisauswahleingang und Adresseneingängen.

4. Festwertspeicher

Bei den Festwertspeichern gibt es drei Arten, den ROM – Read Only Memory (Nur-Lese-Speicher), den PROM – Programable ROM (programmierbarer ROM) und den EPROM – Erasable Programable ROM (umprogrammierbarer ROM).
Der wesentliche Unterschied dieser Festwertspeicher besteht in der Art der Programmierung. In einen ROM wird das vom Anwender erstellte Programm im Herstellerwerk einprogrammiert. Dazu fertigt man eine Maske, mit der sich die Speicherzellenmatrix programmieren läßt. Den PROM programmiert der Anwender, indem Metallverbindungen beim Anlegen eines definierten Stromstoßes unterbrochen werden. Er läßt sich ebenso wie der ROM nach der Programmierung nicht löschen.
Der EPROM wird ebenfalls vom Anwender programmiert. Dazu legt man eine hohe Spannunga n das Gate eines Transistors der Speicherzelle. Der EPROM wird ebenso wie der ROM auf einem externen Gerät programmiert.
Der EPROM ist durch die Bestrahlung des Speicherchips mit ultravioletten Licht hoher Intensität durch ein Quarzfenster oder (bei herkömmlich verkapselten Speicher-IS) mit Röntgenstrahlen zu löschen und somit für eine erneute Programmierung vorzubereiten. Die eingespeicherte Information bleibt auch nach Wegfall der Versorgungsspannung im Festwertspeicher erhalten. Deshalb findet er im Mikrorechner als Programmspeicher Anwendung. Der Übersichtsschaltplan eines Festwertspeichers entspricht im Prinzip dem eines statischen RAM ohne Schreibeingang, Dateneingang und Schreibverstärker, da im Betriebsfall nur gelesen wird (Bild 4).

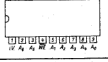
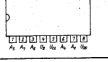
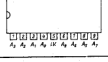
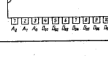
5. Verwendete Speichertypen im Mikrorechner mit *U 808 D*

Die Tabelle gibt einen Überblick über die wichtigsten in der *ZE 1* und im *K 1510* (s. Abschnitt »Mikrorechner mit *U 808 D*«) verwendeten Speichertypen. Die Auswahl für einen Einsatz im Mikrorechner richtet sich vor allem nach den benötigten Versorgungsspannungen, nach der Anpaßbarkeit an TTL-Pegel, nach dem Aufwand an Ansteuerelektronik und nach der Speicherkapazität.

5.1. Statischer RAM (*C 8001* und *U 202*)

Der *U 202* ist ein statischer RAM mit (1024 × 1) Bit Speicherkapazität. Er ist voll TTL-kompatibel, d. h., Eingänge und Ausgänge arbeiten mit TTL-Pegeln, und es wird nur eine Versorgungsspannung ($U_{CC} = +5$ V) benötigt. Aus diesen Gründen

Tabelle Wichtigste in K 1510 und in der *ZE 1 verwendete Speichertypen*

Benennung	Kapazität Bit	Art	Versorgungsspannung	Eingangspegel	Ausgangspegel	Schaltkreisbelegung
U 202	1024 ×1	statischer RAM	$U_{CC} = +5$ V(T)	$U_{IH} = 2$ bis 5V $U_{IL} = -0{,}5$ bis $+0{,}8$ V	$U_{OH} = 2{,}4$ V $U_{OL} = 0{,}4$ V	
C 8001	256 ×1	statischer RAM	$U_{DD} = -9$ V $U_D = -9$ V(T) $U_{CC} = +5$ V	$U_{IH} = 2{,}5$ bis 5,8 V $U_{IL} = -9$ bis $+0{,}5$ V	$U_{OH} = 3{,}5$ V $U_{OL} = 0{,}45$ V	
U 253	1024 ×1	dynamischer RAM	$U_{SS} = +16$ V $U_{BB} = +20$ V $U_{DD} = 0$ V	$U_{IH} = 16$ V $U_{IL} = 0$ V	I_{OH} 500bis 4000 µA $U_{OH} = 0{,}4$ V gemessen an $R_L = 100\,\Omega$ $I_{OL} = 1$ µA	
U 551/ U 552	256 ×8	PROM/ EPROM	$U_{DD} = -9$ V $U_{GG} = -9$ V(T) $U_{CC} = +5$ V $U_{BB} = +5$ V	$U_{IH} = 2{,}5$ bis 5,8 V $U_{IL} = -1$ bis 0,65 V	$U_{OH} = 3{,}5$ V $U_{OL} = 0{,}45$ V	

U_{IH} – Eingangshochpegel
U_{IL} – Eingangstiefpegel
U_{OH} – Ausgangshochpegel
U_{OL} – Ausgangstiefpegel

eignet er sich besonders für Anwendungen, bei denen ein geringer Aufwand für die Speicheransteuerung gefordert wird. Zur Senkung der Ruheverlustleistung ist eine sogenannte Schlafsteuerung vorgesehen, die es erlaubt, die Versorgungsspannung U_{CC} zu senken, ohne daß der Speicherinhalt verlorengeht. Die Spannungsabsenkung bewirkt, daß die Speichermatrix vom Zeilendekodierer getrennt wird. Dadurch sind alle Speicherzellen isoliert. Auf Grund seiner technischen Daten läßt sich dieser Speicher sehr gut an den *U 808 D* anschalten.

Der kleinste mit *U 202* zu realisierende Speicher hat 1 k Byte Kapazität. Für kleinere Speicher bietet sich der *C 8001* an. Er hat eine Speicherkapazität von (256 × 1) Bit. Die Ein- und Ausgänge sind ebenfalls TTL-kompatibel. Im Gegensatz zum *U 202* benötigt der *C 8001* zwei Versorgungsspannungen ($U_{CC} = +5$ V; $U_{DD} \approx U_D = -9$ V). Zur Senkung der Ruheverlustleistung wird im inaktiven Zustand des Speicher-IS die Versorgungsspannung U_D vom Potential -9 V getrennt. Dadurch wird nur noch die eigentliche Speichermatrix des Schaltkreises mit Energie versorgt, also die Stromaufnahme gesenkt.

Der *U 202* und der *C 8001* haben Tri-State-Ausgang. Bei dieser Ausgangsschaltung besteht die Möglichkeit, mehrere Datenausgänge parallelzuschalten und auf einen gemeinsamen Datenbus (s. Abschnitt »Mikrorechner mit *U 808 D*«) zu geben. Die Speicherschaltkreise, die sich im inaktiven Zustand befinden, belasten dabei den Ausgangspegel des aktivierten Schaltkreises nicht.

Da diese Speicher nur mit 1-Bit-Worten aufgebaut sind, werden mit einer Adressierung jeweils 8 Speicher-IS gleichzeitig aktiviert, so daß sich das für den Mikroprozessor *U 808* notwendige 8 Bit-Datenwort ergibt.

5.2. Dynamischer RAM *U 253*

Der *U 253* hat eine Speicherkapazität von (1024 × 1) Bit. Das dynamische Speicherprinzip erfordert eine Auffrischung der Information. Dazu müssen alle 32 Zeilen der Speichermatrix, die von den Adressen A0 bis A4 angesteuert werden, innerhalb von 2 ms mindestens einmal gelesen werden. Die Belegung der Spaltenadresse ist dabei ohne Bedeutung. Zur Gewährleistung dieser zyklischen Auffrischung ist extern eine Auffrischungsadresse zu erzeugen. Den TTL-Pegel paßt man mit TTL-MOS-Umsetzern (*D 461*) an den MOS-Eingangspegel des *U 253* an.

Das Ausgangssignal muß durch einen Leseverstärker (*TA 75107*) verstärkt werden. Der *U 253* benötigt 2 Versorgungsspannungen ($U_{SS} = +16$ V; $U_{BB} = +20$ V). Der wired-or-Ausgang des *U 253* bietet ebenfalls die Möglichkeit, mehrere Datenausgänge parallelzuschalten. Wegen der Organisation des Speichers in 1-Bit-Worten sind auch beim *U 253* jeweils 8 Speicher-IS gleichzeitig zu aktivieren.

Der *U 253* benötigt also sehr viel Ansteuerelektronik. Deshalb ist sein Einsatz nur in Mikrorechnern mit einer hohen RAM-Speicherkapazität sinnvoll.

5.3. ROM *U 501*, PROM *U 551* und EPROM *U 552*

Der *U 501* kann vom Amateur nicht verwendet werden, da die Herstellung der Maske für ein bestimmtes Programm sehr aufwendig ist. Deshalb muß aus ökonomischen Gründen beim Hersteller eine hohe Anzahl an ROM mit demselben Programm programmiert werden. Für Programmspeicherung über einige Monate und anschließende Änderung eignen sich der *U 551* und der *U 552*. Sie haben die gleichen technischen Daten. Es sind Speicher mit einer Speicherkapazität von (256 × 8) Bit. Bei ihnen genügt die Adressierung nur eines Speicherschaltkreises, um das für den Mikrorechner notwendige 8-Bit-Datenwort zu erhalten. Diese Speicher-IS lassen sich auf dem *Daro 1902* programmieren. Dazu werden die Datenausgänge D01 bis D08 als Dateneingänge für die einzuschreibende Information benutzt. Programmiert wird mit hohen Spannungen bis zu −50 V. Zur Programmierung benötigt man den Eingang »Progr.«. Durch einen Impuls an diesem Eingang wird die Information in die Speicherzelle übernommen.

Die Datenausgänge sind TTL-kompatibel. Diese Speicherschaltkreise benötigen ebenfalls zwei Versorgungsspannungen (U_{DD} = U_{GG} = −9 V; U_{CC} = U_{BB} = +5 V). Zur Senkung der Ruheverlustleistung wird im inaktiven Zustand des Speicher-IS das Potential +5 V an U_{GG} geschaltet und damit die Stromaufnahme gesenkt. Die Tri-State-Ausgänge ermöglichen auch bei diesen Speicherschaltkreisen die Parallelschaltung mehrerer Datenausgänge.

Den Speicherinhalt des *U 552* löscht man mit ultravioletem Licht mit einer Wellenlänge um 254 nm. Dazu lassen sich handelsübliche UV-Strahler (z. B. *HNU 6* oder *HNU 10*) verwenden. Die Strahlungsdosis muß etwa 6 $Wscm^{-2}$ betragen.

1. Äußeres

Vom VEB *Radio und Fernsehen*, Karl-Marx-Stadt, wird das kleine und sehr handliche Einstrahl-Oszilloskop Typ *EO 201* gefertigt. Dieses Gerät ist sehr leistungsfähig, jedoch im Gegensatz zu seinem »großen Bruder«, dem *EO 174*, nur für Netzbetrieb ausgelegt. Sein relativ niedriger Preis kommt besonders dem Amateur entgegen. Wegen seiner großen Empfindlichkeit, seiner hohen Grenzfrequenz und seiner modernen Schaltungstechnik ist dieses Gerät aber auch in der Produktion, Forschung, Entwicklung und Lehre sowie in den Servicewerkstätten anzutreffen. Bild 1 zeigt die Vorderansicht des *EO 201*. Rechts neben der Bildröhre ist der Stellknopf für die Dehnung der Zeitbasis. Am Doppelbedienungsknopf darunter werden Schärfe und Helligkeit eingestellt. Der Helligkeitseinsteller ist mit dem Netzschalter gekoppelt. Unter diesen Potentiometern befindet sich ein weiterer Doppelbedienungsknopf für Vertikal- und Horizontalverschiebung des Oszillogramms.
Über X-Eingang und Massebuchse liegt der Stufenschalter für die Kippfrequenzbereiche. Mit diesem Schalter läßt sich auch der Kippgenerator abschalten, wenn der X-Verstärker mit einer externen Spannung gesteuert werden soll. Über diesem Schalter befinden sich der Umschalter für die Automatik und der Einstellknopf für den Triggerpegel. Unter dem Typenschild ist der Stufenschalter des Y-Eingangsspannungsteilers zu erkennen. Mit dem Tastenschalter oberhalb der Y-Eingangsbuchse und Massebuchse kann man zwischen »DC« und »AC« (Gleich- und Wechselspannungseingang) umschalten. An der Geräterückwand befinden sich der Spannungswahlschalter, die Sicherungen und der Netzanschluß. Ein versenkter Traggriff ermöglicht den problemlosen Transport des Gerätes.

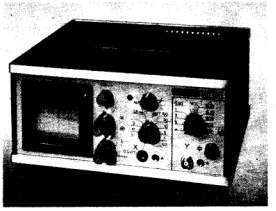


Bild 1 Serviceoszilloskop *EO 201*

2. Technische Daten

Röhrentyp	*B7S2*
Nutzbare Ablenkung	in Y-Richtung 6 Teile
	in X-Richtung 10 Teile
Größe des Rasters	60 mm × 36 mm
Rasterteilung	6 mm
Schirmfarbe	gelblichgrün
Größte Strahlverschiebung	in Y-Richtung > ±3 Teile
	in X-Richtung > ±5 Teile
Änderung des Ablenkkoeffizienten bei Netzspannungsschwankungen	220-V-Netz ≦ 0,7 %/V
	110-V-Netz ≦ 1,4 %/V
Y-Kanal:	
Eingang auf AC-DC umschaltbar	
Bereich des Ablenkkoeffizienten	in 9 Stufen 10 mV/Teil ... 5 V/Teil 0,01/0,02/0,05/0,1/0,2/0,3/1/2/5 V
Frequenzbereich (−3 dB)	0...8 MHz
Anstiegszeit	< 40 ns
Überschwingen des Verstärkers	< 1 %
Eingangsimpedanz	1 MΩ//42 pF
Überlastbarkeit	25fach (bezogen auf den Grundwert der Bereiche)
Zulässiger Gleichspannungsanteil	630 V
Nullpunktdrift nach Anwärmzeit	< 1 Teil/h
X-Kanal:	
X-Ablenkkoeffizient	0,5 V/Teil ±15%
Frequenzbereich (−3 dB)	2 Hz...500 kHz
Eingangsimpedanz	etwa 1 MΩ//64 pF
maximale zulässige Eingangsspannung	U_{ss} = 10 V
Zeitablenkung	
Zeitmaßstab	30 ms...0,3µs/Teil, in 11 Stufen: 30–10–3–1–0,3 ms, 100–30–10–3–1–0,3µs/Teil
Grundfehler	≦ ±10%
Linearitätsfehler (zwischen 20% und 80% der nutzbaren Auslenkung von Schirmmitte aus gemessen)	≦ ±5%
	≦ 10% im Bereich 0,3µs/Teil
Zeitbasislänge	≧ 8 Teile
Dehnung	kontinuierlich 2,5fach
Triggerung:	
Betriebsarten	triggern, Auto (automatischer Freilauf)
Ansprechempfindlichkeit bei 8 MHz	1 Teil (in Stellung »triggern«)
Stromversorgung:	
Netzspannung	110 V, 220 V, ±10%
Frequenz	48...62 Hz
Leistungsaufnahme	20 VA
Masse	4,5 kg
Abmessungen	258 mm × 130 mm × 280 mm
Anheizzeit	5 min
Zubehör:	
Meßkabel mit Tastteiler	Teilungsverhältnis 10:1 Eingangsimpedanz 10 MΩ//< 10pF Frequenzbereich 0 Hz...8 MHz (−3 dB)
Meßkabel mit Tastteiler	Teilungsverhältnis 100:1 (sonst wie Tastteiler 10:1)
Meßkabel	HF-Kabel 60 Ω

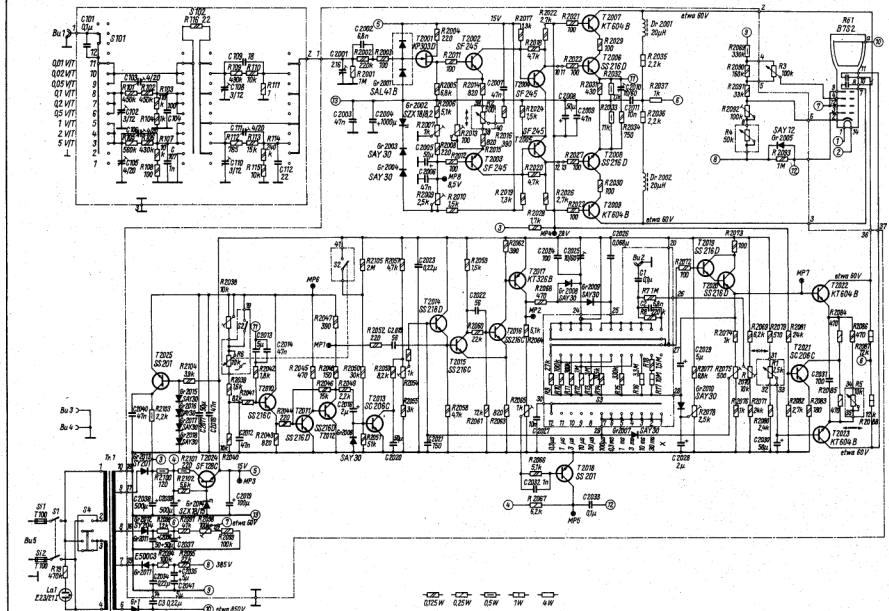


Bild 2 Stromlaufplan des *EO 201*

3. Schaltungsbeschreibung

Die Schaltung sei am Stromlaufplan (Bild 2) und am Übersichtsschaltplan (Bild 3) beschrieben. Über die Y-Eingangsbuchse Bu1 gelangt die Meßspannung bei geschlossenem Schalter S101 direkt und bei geöffnetem Schalter über den Kondensator C101 an den frequenzkompensierten Spannungsteiler, mit dem die Ablenkempfindlichkeit zwischen 0,01 und 5 V/Teil verändert werden kann. Dem Spannungsteiler folgt die Eingangsstufe mit dem als Source-Folger arbeitendem Transistor T2001. Im Signalweg folgt der Transistor T2002. Mit *R*2009 wird der Arbeitspunkt von T2003 eingestellt. Die Balance läßt sich mit *R*2007 und die Kalibrierung mit *R*2013 einstellen. Die Vertikalverschiebung des Oszillogramms wird mit *R*2 durch die Arbeitspunktverschiebung zwischen den Emittern von T2002 und T2003 vorgenommen. Der Vorverstärkerstufe mit T2004/T2005 schließt sich die in Katodeschaltung arbeitende Endstufe mit T2006/T2007 und T2008/T2009 an. Die Frequenzkompensation der Endstufe wird durch zwei Drosseln und ein RC-Glied realisiert. Die Kollektoren der Endstufentransistoren sind direkt mit den Meßplatten der Oszillografenröhre *B 7 S 2* verbunden. Vom Emitter des T2006 gelangt die Meßspannung über *C*2013/*C*2014 und *R*2042 an die Basis der Kollektorstufe T2010. Diesem Transistor ist der Stromtrigger mit T2011 und T2012 nachgeschaltet. Mit *R*6 läßt sich der Triggerpegel einstellen, wobei *R*2038 über S2 kurzgeschlossen wird. Bei der Betriebsart »automatische Triggerung« ist S2 geöffnet, *R*6 steht auf seinem kleinsten Wert, und der Arbeitspunkt ist mit *R*2038 fest eingestellt. Die Triggerbetriebsspannung wird durch D2025 und zwei Dioden auf 2,3 V stabilisiert. Der am Ausgang des Stromtriggers auftretende Rechteckimpuls steuert die Triggerautomatik bzw. den Kippgenerator. Der Kippgenerator enthält den Steuermultivibrator T2015/T2016, dem der Impedanzwandler T2014 vorgeschaltet ist. Dem Steuermultivibrator folgt der Entladetransistor T2017. Abgeschlossen wird der Kippgenerator durch die Bootstrapstufe mit T2019 und T2020. Die am Mp1 liegende Rechteckspannung wird von *C*2015 sowie von der Basis-Emitter-Strecke von T2014 differenziert und der Basis von T2015 zugeführt. Durch die positiven Triggerimpulse kippt der Steuermultivibrator, und T2017 wird gesperrt. Die Dioden Gr2008 und Gr2009 sperren, und die zeitbestimmenden Kondensatoren (*C*2024/*C*2025 bzw. *C*2026) beginnen sich über den durch S3 jeweils beschalteten Ladewiderstand (*R*9 bis *R*18) aufzuladen. Somit entsteht ein fallender Sägezahnimpuls. Ist der zeitbestimmende Kondensator entladen und leiten T2019 und T2020, so kann sich der Bootstrapkondensator *C*2029 über Gr210 aufladen. Während sich der zeitbestimmende Kondensator auflädt, sperrt Gr2010, und *C*2029 fungiert als Spannungsquelle für die Aufladung. Die stromkonstante Aufladung garantiert am Emitter von T2020 einen fallenden Sägezahn hoher Linearität. Von einem bestimmten, mit *R*2075 einstellbaren Wert der Sägezahnspannung an wird Gr2007 leitend, und der Steuermultivibrator kippt in seine Ausgangslage zurück. Dabei wird T2017 leitend, und der zeitbestimmende Kondensator entlädt sich. Der Haltekondensator *C*2021 verhindert ein erneutes Auslösen des Kippgenerators vor der vollständigen Entladung des zeitbestimmenden Kondensators, da *C*2021 über Gr2007 schnell aufgeladen wird. Er kann sich aber erst nach beendetem Hinlauf und gesperrter Diode Gr2007 langsam über *R*2056 entladen. Bei längeren Kippzeiten wird *C*2021 und der Kondensator *C*2027 parallelgeschaltet, wodurch sich die Gesamtkapazität erhöht. Bis zur völligen Entladung des Haltekondensators auf seinen ursprünglichen Wert bleibt der Steuermultivibrator in seiner Ruhelage. Vorher ist keine erneute Triggerung möglich.

Liegt kein Triggersignal an, so bewirkt der automatische Freilauf ein freies Schwingen des Kippteils. Dieser Zustand stellt sich ein, weil der Arbeitspunkt von T2013 im Steuermultivibrator durch S2 umgeschaltet wird. Über *C*2016 und *R*2049 gelangt das Triggersignal an die Basis von T2013 und schaltet diesen Transistor durch. Jetzt läßt sich der Sägezahngenerator triggern. Liegt kein Signal an T2013 an, so ist dieser Transistor gesperrt. Der Arbeitspunkt des Steuermultivibrators ist nun so weit positiv, daß der Sägezahngenerator selbst schwingt.

Die Verdunkelung des Strahlrücklaufs wird durch die Dunkeltaststufe mit T2018 erreicht. An der Basis dieses Transistors liegt das aus dem Steuermultivibrator gewonnene Rechtecksignal. Über *C*2033 wird an das Gitter 1 der Oszillografenröhre ausgekoppelt. Die Dunkeltastimpulse werden von der Diode Gr2005 geklemmt. Der X-Verstärker ist als einstufiger Gegentaktverstärker ausgeführt und mit den Transistoren T2021, T2022 und T2023 bestückt. Der Verstärkungsgrad läßt sich mit *R*5 einstellen. Auf diese Weise ist eine Dehnung der Zeitbasis um den Faktor 2,5 möglich. In der Schalterstellung »X« wirken die Transistoren T2019 und T2020 als X-Eingangsstufe. Die Empfindlichkeit beträgt etwa 0,5 V je Teil.

Der Netzteil des Geräts weist keine Besonderheiten auf. Lediglich die Betriebsspannung für den Y-Verstärker und für den Kippteil werden stabilisiert (T2024 und Gr2014).

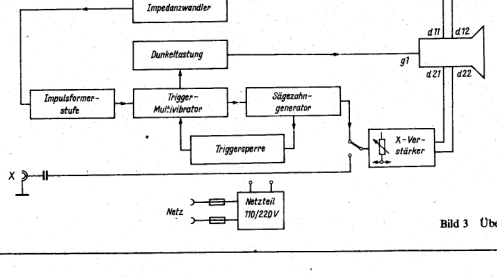


Bild 3 Übersichtsschaltplan des *EO 201*

Mit diesem Oszillografen steht dem Amateur und dem Techniker ein Gerät zur Verfügung, das weitgehend allen Ansprüchen gerecht wird. Die technischen Daten des Gerätes garantieren Einsatzmöglichkeiten auf allen einschlägigen Gebieten der Elektronik.

Literatur

Serviceanleitung Einstrahl-Oszilloskop *EO 201*, VEB Radio und Fernsehen, Karl-Marx-Stadt

Universalmeßgerät (Blatt 1)

Auf den folgenden Blättern wird ein Meßgerät vorgestellt, mit dem man Gleich- und Wechselspannungen, Gleich- und Wechselströme, Widerstände, Transistoren und Dioden messen kann. Angaben zu den wichtigsten Leiterplatten ergänzen das Gerät.

1. Technische Kennwerte

Meßbereiche

U = 0,25 bis 1000 V Vollausschlag in 8 Bereichen; R_x = 10 MΩ.
I = 25 nA bis 2,5 A Vollausschlag in 17 Bereiche; U_x = 0,25 V.
R = 0,2 Ω bis 2000 MΩ in 7 (13) Bereichen; U_x < 0,25 V,
I_x < 25 mA.
B = 5 bis 10^5 in 4 Bereichen; U_{CE} < 1 V, I_C = 0,5 mA.
I_{CBO} = 1 nA bis 100 µA in 4 Bereichen, $U_{CB} \approx$ 6,5 V.

Bestückung

22 (25) Transistoren, 13 Dioden.

Stromversorgung

1,5-V-Monozelle *R*20, Leistungsaufnahme etwa 20 mW (< 50 mW).

2. Einleitung

Neben der digitalen Ausgabe von Meßwerten hat die analoge Anzeige, nicht nur aus ökonomischen Gesichtspunkten, durchaus noch ihre Bedeutung. Bei Abgleicharbeiten (Einstellung auf Maximal- oder Minimalwert) oder beim Messen einer schwankenden Gleichspannung (überlagertes Rauschen) ermöglicht die analoge Anzeige den Meßwert leicht und ermüdungsarm zu erfassen. Im folgenden soll deshalb ein Gerät vorgestellt werden, das auch gehobenen Ansprüchen genügt. Es zeichnet sich durch hohe Empfindlichkeit und Stabilität seiner technischen Parameter aus. Die zunächst umfangreich erscheinende Beschreibung kommt der Nachbausicherheit und dem Verständnis entgegen.

3. Funktionsbeschreibung

Die Übersichtsschaltung nach Bild 1 zeigt ein aktives Meßgerät mit einem Anzeigeverstärker, der als Operationsverstärker diskret aufgebaut und mit FET-Eingängen versehen ist. Über den Polaritätsschalter – eine Gleichrichteranordnung mit Auswerteschaltung für die Polarität – schließt sich das Anzeigeinstrument an. Es zeigt damit nur den Betrag der am Eingang des Anzeigeverstärkers liegenden Spannungen an. Bei Wechselspannung wäre das der arithmetische Mittelwert, so daß ein besonderes Korrekturglied vorgesehen ist, um für sinusförmige Spannungen den gleichen Skalenverlauf wie für Gleichspannungen zu erhalten. Ein vorgeschalteter Tiefpaß dämpft die Wechselspannungsanzeige, wenn sie nicht erwünscht ist. Mit zwei Leuchtdioden wird die Polarität der Eingangsspannung angezeigt; sie leuchten bei Wechselspannung also scheinbar gleichzeitig.

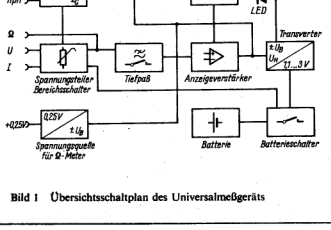


Bild 1 Übersichtsschaltplan des Universalmeßgeräts

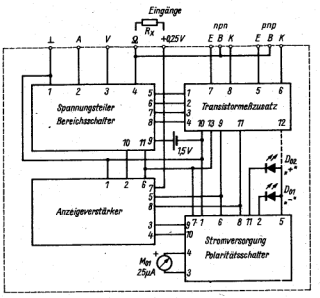


Bild 2 Gruppenverbindungsplan

Welche Werte angezeigt werden, wird durch die Stellung des Bereichsschalters mit angeschlossenem Spannungsteiler und dem jeweils angesteuerten Eingang festgelegt. Bei einer Schalterstellung sind bis zu drei unterschiedliche Messungen möglich (Spannung, Strom, Widerstand). Dadurch erhält der Anwender gleichzeitig zusätzliche Informationen, z. B. über den Eigenstrombedarf bei Spannungsmessungen. Bei Widerstandsmessungen werden die Stromgrenzen mit dem eingestellten Bereich vorgegeben. Das ist z. B. bei R_I-Messungen an Drehspulinstrumenten o. ä. wichtig.

Weitere Schalterstellungen sind dem Transistormeßzusatz zugeordnet, der die direkte Anzeige der statischen Stromverstärkung B gestattet. Das ist z. B. für Reihenmessungen günstig. Allerdings verändert dabei der Reststrom I_{CBO} das Meßergebnis, da direkt das Verhältnis I_C/I_B angezeigt wird. (I_B ist der von außen in den Prüfling eingespeiste Basisstrom.) Der große Bereich der Stromverstärkung läßt praktisch auch die Messung einer zweistufigen *Darlington*-Stufe zu.

Die erforderliche Stromversorgung für die gesamte Schaltung erzeugt ein geregelter Transverter aus einer Monozelle, so daß mit dem Gerät erdfrei gemessen werden kann. Die Betriebszeit mit einer Batterie ist relativ groß, denn Anzeigeverstärker und Zusatzeinrichtungen sind für sehr kleine Leistungsaufnahme dimensioniert. Eine der Zusatzeinrichtungen besteht aus einer stabilisierten Spannungsquelle von 0,25 V für die Widerstandsmessung, so daß die 0-Ω-Einstellung für alle Widerstandsbereiche erhalten bleibt.

Alle Funktionseinheiten des Übersichtsschaltplans (Bild 1) sind zu 4 Baugruppen zusammengefaßt (Bild 2) und werden nachfolgend beschrieben.

4. Spannungsteiler und Bereichsschalter

Spannungsteiler und Bereichsschalter bilden eine Einheit, deren Ausführung die Ausnutzung der Meßwiderstände und der Schalterstellungen für alle vorkommenden Meßaufgaben mitbestimmt. Der gesamte Meßumfang richtet sich auch nach der Anzeigegenauigkeit am jeweiligen Bereichsanfang. Im vorliegenden Fall wurde wechselnd bei 0,25 und 0,4 des Skalenendwerts umgeschaltet. Das hat den Vorteil, daß eine 50teilige Skale mit einer Beschriftung durch 0 bis 25 und 0 bis 100 Skalenteile ausreicht. Außerdem ergeben sich Widerstandswerte für den Spannungsteiler, die in der E24-Reihe nach *TGL 4615* liegen.

Der Teiler ist für einen Gesamtwiderstand von 10 MΩ ausgelegt (Bild 3a), wobei der höchste Widerstandswert mit 3 MΩ angesetzt wurde, um eine genügende Stabilität zu erreichen (geeignete Widerstände: Metallschicht- bzw. Drahtwiderstände).

Über die Schaltbahn S1b des Bereichsschalters wird der Anzeigeverstärker für Spannungsmessungen an die einzelnen Abgriffe des Spannungsteilers geschaltet. Für Strommessungen wurde zusätzlich die Schaltbahn S1a vorgesehen, die jeweils den ganzen oder einen Teil des Gesamtwiderstands als Meßwiderstand einschaltet. Angezeigt wird der Spannungsabfall an diesem Meßwiderstand. Für Ströme ≧ 10 mA wird die Stromeinspeisung getrennt von der Spannungsmessung am Meßwiderstand vorgenommen, um Fehler durch die Übergangswiderstände der Schaltbahn S1b auszuschließen.

Zur Messung von Widerständen werden die Teilerwiderstände über S1b als Widerstandsnormal eingeschaltet, wobei der kleinste Widerstandswert auf 10 Ω begrenzt ist.

Die Schaltbahn S1c schaltet die Batterie an den Transverter. So ist der Anzeigeverstärker zwangsweise eingeschaltet, wenn ein Meßbereich gewählt wurde. Die Überlastungsgefahr der Meßwiderstände in den Strombereichen sinkt damit, weil fehlende Anzeige keinen zu kleinen Strom vortäuscht.

Der Schleifer von S1b bildet den Ausgang des Bereichsschalters. Von hier gelangt die Spannung über *R*20 zum Anzeigeverstärker. Dieser Widerstand verhindert, daß der Verstärker bei Überlastung zerstört wird, und bildet mit dem über S2 einschaltbaren Kondensator *C*2 den Tiefpaß.

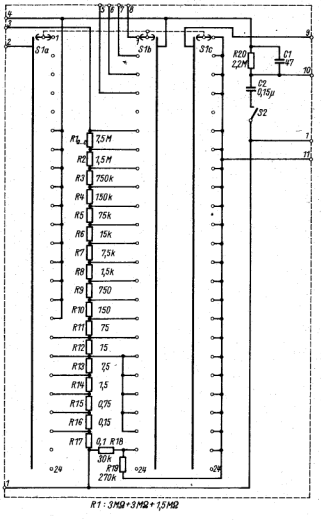
Tabelle 1 zeigt die Bereichsaufteilung; der Bereichsschalter kann nach Bild 3b beschriftet werden.

Tabelle 1 Bereichsaufteilung

Stellung	*U*	*I*	*R*	*B*	I_M, I_{CBO}
1				× 1000	0,1 µA
2				× 100	1 µA
3				× 10	10 µA
4				× 1	100 µA
5		Aus			
6	0,25 V	0,025 µA	10^4 kΩ		
7	1 V	0,1 µA	(2500 kΩ)		
8	2,5 V	0,25 µA	1000 kΩ		
9	10 V	1 µA	(250 kΩ)		
10	25 V	2,5 µA	100 kΩ		
11	100 V	10 µA	(25 kΩ)		
12	250 V	25 µA	10 kΩ		
13	1000 V	100 µA	(2,5 kΩ)		
14		250 µA	1 kΩ		
15		1 mA	(250 Ω)		
16		2,5 mA	100 Ω		
17		10 mA	(25 Ω)		
18		25 mA	10 Ω		
19		100 mA			
20		250 mA			
21		1000 mA			
22		2500 mA	10 Ω		
23		Batteriekontrolle			
24		Aus			

Bei Widerstandsmessungen in den eingeklammerten Bereichen ist die Anzeige mit 2,5 zu multiplizieren.

Beschriftungsbeispiel für den Bereichsschalter siehe Bild 3b.



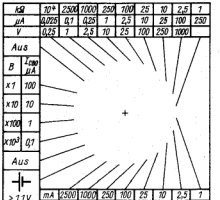


Bild 3 *a* – Spannungsteiler und Bereichsschalter, *b* – Vorschlag für die Beschriftung des Bereichsschalters

5. Anzeigeverstärker

Bild 4 zeigt das Prinzip der Anzeigeschaltung. Der Ausgangsstrom des Verstärkers erzeugt über das Anzeigeinstrument am Meßwiderstand R_M (*R*202 + *R*203) eine Spannung, die bei genügend großer Verstärkung des Verstärkers die Größe der Eingangsspannung erreicht. Dann ist $R_M = U_e/I_{instr.}$, und die Anzeigegenauigkeit hängt überwiegend von der Nullpunktstabilität des Verstärkers und von der Konstanz von R_M ab.

Am Eingang des Verstärkers (Bild 5) liegt ein Doppel-MOSFET vom Typ *SMY 60*, ein Transistor ähnlich dem *SMY 51* mit herausgeführtem Substratanschluß und ohne Gateschutzdioden. Deshalb ist erhöhte Vorsicht beim Umgang mi diesem Transistor geboten. Für den Schutz des Verstärkereingangs gegen Über-

spannung ist das ohne Bedeutung, es müssen ohnehin zusätzliche Dioden (D201…D204) vorgesehen werden.
Der Drainstrom wird über die Widerstände *R*204, *R*205 und *R*206 (Nullpunkteinstellung) geführt. Die Drainspannung legt der nachgeschaltete Differenzverstärker (T204, T205) fest, da der Emitterstrom an *R*210 eine Spannung erzeugt, die über den Transistor T206 mit der negativen Speisespannung durch den Spannungsteiler *R*211 und *R*218 verglichen wird. Der Transistor T206 steuert über T202 den Sourcestrom des Eingangstransistors, so daß sich, unabhängig von seinen Daten, immer der gleiche Arbeitspunkt einstellt. Zur guten Nullpunktkonstanz sollten Eingangstransistoren mit geringer Offsetspannung (< 50 mV) ausgewählt werden.
Der Verstärkerausgang liegt an T205 des Differenzverstärkers, wobei außerdem über T203 das invertierte Signal von T204 zugeführt wird. Der Kondensator *C*201 unterdrückt dabei die Schwingneigung durch Mitkopplung über T205, T206, T202 und T201.
Neben dem Verstärker befindet sich die 0,25-V-Spannungsquelle (alle Einstellelemente auf einer Leiterplatte). Die gut stabilisierte positive Speisespannung wird mit dem Spannungsteiler *R*214, *R*213 und *R*212 auf 0,25 V geteilt und durch den Differenzverstärker T207 und T208 mit der Ausgangsspannung verglichen. Die Spannungsdifferenz steuert über den Treiber T209 in üblicher Weise das Stellglied T210. In Reihe zu dessen Emitter liegt der Widerstand *R*220, der den Ausgangsstrom begrenzt. Mit der Spannung an ihm wird außerdem über *R*216 der Innenwiderstand der Spannungsquelle eingestellt. Von der Qualität des Differenzverstärkers hängt die Drift der 0-Ω-Einstellung ab. Die Transistoren T207 und T208 sollten daher auf gleiche Basis-Emitter-Spannung ausgesucht werden, z. B. durch Messung der Spannungsdifferenz zwischen den Basisanschlüssen in der Schaltung. Beide Transistoren müssen dabei gleiche Temperatur haben. Besser geeignet sind Doppeltransistoren, z. B. *KCZ 58* (*Tesla*), *K 1 NT 591* (SU).
Im Interesse kleiner Stromaufnahme wurde der Anzeigeverstärker für ein 25-µA-Instrument ausgelegt. Für Instrumente bis 100 µA sind folgende Widerstände neu zu bestimmen:

$$R210 \approx \frac{4\ \text{V}}{(I_{\text{Instr.}} + 40\ \mu\text{A})}; \quad R208 \approx R210 \times 1{,}1;$$

$$R207 \approx R210 \times 1{,}2;$$

$$R202 + R203 = \frac{0{,}25\ \text{V}}{I_{\text{Instr.}}}; \quad R203 \approx 20\,\% \text{ von } R202.$$

6. Stromversorgung und Polaritätsschalter

Der eingesetzte Transverter (Bild 6) arbeitet überwiegend nach dem Prinzip des Sperrwandlers. In der Stromflußphase von T309 wird im Übertrager Ü301 magnetische Energie gespeichert, die während der Sperrphase über D304 in den Ladekondensator *C*303 übergeht. Um diesen Vorgang zu starten, fließt beim Anschalten der Batterie ein Strom über Ü301, D304 und *R*306 und öffnet die Transistoren T308, T310 und T309. Sobald die Spannung an *C*303 die Z-Spannung von D303 erreicht hat, wird T307 über den Diodenstrom leitend. Damit wird der Basisstrom von T308, T310 und T309 so weit zurückgeregelt, daß die Spannung an *C*303 nicht mehr weiter ansteigen kann. Die positive Spannung ist also stabil gegenüber Batteriespannungs- und Lasténderungen. Die negative Spannung wird über eine Spannungsverdopplerschaltung mit *C*305, D306 und D305 erzeugt und in *C*307 gespeichert. Sie speist gleichzeitig über *R*307 die Z-Diode mit äußerst geringem Strom. Daher sind nur Dioden mit scharfem Z-Knick geeignet, also solche, die mit der vorgegebenen Dimensionierung Spannungen von > 6,8 V an *C*303 ergeben.
D302, *C*302 und *R*309 ergeben eine Hilfsspannung für den Betrieb der Leuchtdioden.
Der Polaritätsschalter enthält die Gleichrichterbrückenschaltung für das Instrument mit den Dioden D301 und D307 und mit der Basis-Emitter-Strecke des Transistors T305, der gleichzeitig die Ansteuerschaltung für die Leuchtdioden versorgt.
Eine negative Ausgangsspannung vom Anzeigeverstärker gelangt von Punkt 10 über T305, Instrument und D301 zum Meß-

Bild 4 Prinzipschaltung des Anzeigeverstärkers

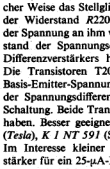
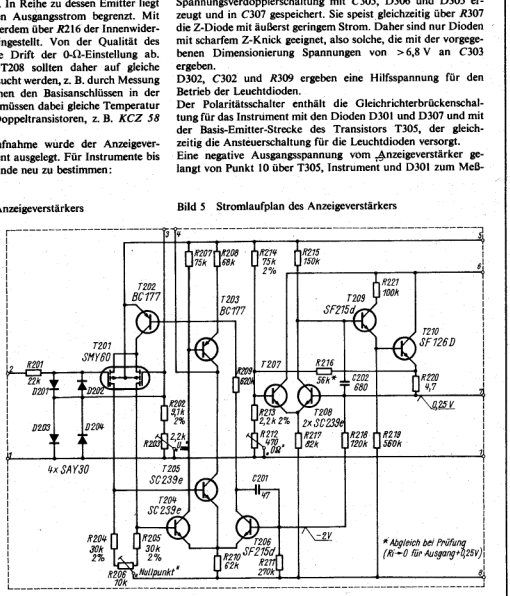


Bild 5 Stromlaufplan des Anzeigeverstärkers



widerstand im Anzeigeverstärker zurück. Den dabei fließenden Instrumentenstrom verstärken die Transistoren T305, T303 und T301 so weit, daß schon kaum sichtbare Zeigerausschläge die an T301 angeschlossene Leuchtdiode D01 für die negative Polarität einschalten. Die positive Spannung gelangt über D307, Instrument und D301 zum Meßwiderstand. Der Instrumentenstrom wird hier nicht direkt ausgewertet; die Anzeige der positiven Polarität ermöglicht T302 durch Invertieren der negativen Anzeige. Zur Anzeige des Effektivwerts sinusförmiger Spannungen auf der gleichen Skale ist das Korrekturglied *R*305, C301 vorgesehen. Es liegt parallel zum Meßwiderstand im Anzeigeverstärker, verringert seinen Widerstand bei Wechselspannungsanzeige und erhöht dadurch den Zeigerausschlag. Es gilt folgende Beziehung:

$$R305 = \frac{R_M K}{(1 - K)} \quad \text{mit} \quad K = \frac{\overline{A}}{A_{eff}}; \quad R305 = R_M \cdot 9{,}0317.$$

7. Transistormeßzusatz

Der Transistormeßzusatz (Bild 7a) mißt den Basisstrom des Prüflings bei automatisch konstantgehaltenem Kollektorstrom und zeigt ihn gleichzeitig auf der B-Skale direkt als Stromverstärkung an. Zur Regelung des Kollektorstroms – z. B. beim npn-Prüfling – wird die Spannung am abgleichbaren Kollektorwiderstand *R*101, *R*102 über die Basis-Emitter-Strecke von T101 mit der positiven Speisespannung verglichen. Der Transistor T101 steuert über T102 den Emitterstrom des Prüflings, wobei der Kollektorstrom nahezu konstant bleibt, wenn die Speisespannung konstant ist. Dabei können die geringen Einflüsse durch den Emitterstrom des T101 und die Temperaturabgängigkeit von U_{BE} unberücksichtigt bleiben.
Für die Stromversorgung gilt bei Vernachlässigung von I_{CBO} und I_E (T101):

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\dfrac{(U_B - U_{BE} - U_{R103})}{R_{101,102}}}{\dfrac{U_M}{R_M}} = \frac{R_M}{U_M} \text{ K}.$$

Wird R_M (Eingangswiderstand des Basisstrommessers) dekadisch umgeschaltet, ist nur eine B-Skale am Instrument erforderlich (Skalenteilung und Beschriftung siehe Tabelle 2).
Ist R_M genügend groß, lassen sich mit dem Meßzusatz auch *Darlington*-Schaltungen messen. Mit dem vorgesehenen Wert von 2,5 MΩ ergeben sich Maximalwerte von $B = 10^5$. Hat man vorher die Stromverstärkung der zweiten Stufe bestimmt, läßt

Tabelle 2 Skalenteilung und Beschriftung (unterstrichen)

Ω-Skale; Skt = 25/(1 + R_x)				B-Skale; Skt = 125/B			
R_x ·	Skt	R_x	Skt	B	Skt	B	Skt
0	25	1,1	11,9	5	25	30	4,17
0,02	24,51	1,2	11,36	5,2	24,04	35	3,57
0,04	24,04	1,3	10,87	5,4	23,15	40	3,13
0,06	23,53	1,4	10,42	5,6	22,32	45	2,78
0,08	23,15	1,5	10	5,8	21,55	50	2,5
0,1	22,73	1,6	9,62	6	20,83	60	2,08
0,12	22,32	1,7	9,26	6,2	20,16	70	1,79
0,14	21,93	1,8	8,93	6,4	19,53	80	1,56
0,16	21,55	1,9	8,62	6,6	18,94	90	1,39
0,18	21,19	2	8,33	7	17,86	100	1,25
0,2	20,83	2,2	7,81	7,5	16,67		
0,22	20,49	2,4	7,35	8	15,63		
0,24	20,16	2,6	6,94	8,5	14,71		
0,26	19,84	2,8	6,58	9	13,89		
0,28	19,53	3	6,25	9,5	13,16		
0,3	19,23	3,5	5,56	10	12,5		
0,35	18,52	4	5	11	11,36		
0,4	17,86	4,5	4,55	12	10,42		
0,45	17,24	5	4,17	13	9,62		
0,5	16,67	6	3,57	14	8,93		
0,55	16,13	7	3,13	15	8,33		
0,6	15,63	8	2,78	16	7,81		
0,65	15,15	9	2,5	17	7,35		
0,7	14,71	10	2,27	18	6,94		
0,75	14,29	15	1,56	19	6,58		
0,8	13,89	20	1,19	20	6,25		
0,85	13,51	∞	0	22	5,68		
0,9	13,16			24	5,21		
0,95	12,82			26	4,81		
1	12,5			28	4,46		

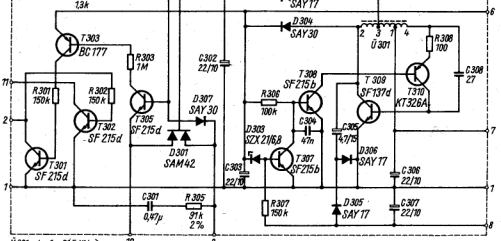
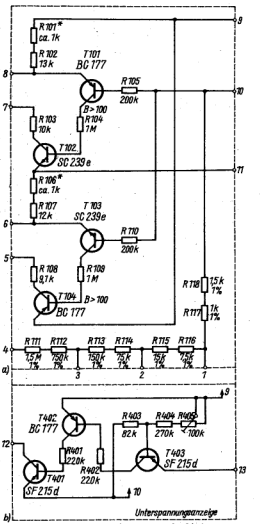


Bild 6 Stromlaufplan von Stromversorgung und Polaritätsschalter



* Abgleich bei Prüfung (I_E = 0,5 mA am Prüfling)

Bild 7 *a* – Transistormeßzusatz, *b* – Unterspannungsanzeige

sich die der ersten Stufe berechnen (sie ist wegen des kleinen Emitterstroms kleiner als die direkt gemessene):

$$B_1 = \frac{B_{ges}}{B_2}.$$

Die Kollektor-Basis-Spannung des Prüflings ergibt sich aus U_{BE} von T101 und aus der Spannung an *R*105 abzüglich der Meßspannung U_M. Sie bleibt damit unter 1 V, so daß auch gute Germaniumtransistoren noch ausreichend genaue Werte liefern.

Der Kollektor-Basis-Reststrom bei einer Spannung von $U_{CB} \approx U_B$ läßt sich messen, wenn die Emitterleitung des Prüflings unterbrochen wird. Ebenso sind Kurzschlüsse am Prüfling durch Vollausschlag am Instrument zu erkennen (keine Überlastungsgefahr).

Zur Prüfung von pnp-Transistoren wird die gleiche Schaltung mit komplementären Transistoren (T103, T104) aufgebaut.

Zum Schutz des Prüflings wurden die erforderlichen Meßwiderstände mit aufgenommen. Dadurch läßt sich die Transistormessung unabhängig von der Strom- und Spannungsmessung durchführen.

8. Unterspannungsanzeige

Bild 7b zeigt eine Schaltung zur Unterspannungsanzeige, die das Meßgerät zweckmäßig ergänzt. Sie zeigt sofort an, wenn die Batterie altert. Das macht sich z. B. durch zusätzliche Belastung bei der Widerstandsmessung in den unteren Meßbereichen bemerkbar. Die Batteriespannung wird durch Vergleich mit der über *R*403 bis *R*405 geteilten Speisespannung U_b an der Basis-Emitter-Strecke von T403 ausgewertet, wobei die Temperaturabhängigkeit (etwa 2 mV/K) vernachlässigt werden kann. Sinkt dabei die am Emitter liegende Spannung unter den mit *R*405 einstellbaren Wert ab, beginnen T401 bis T403 zu leiten. T401 kann eine zusätzliche Leuchtdiode ansteuern oder die Hilfsspannung (Punkt 5 der Stromversorgung) kurzschließen (gestrichelt eingetragen – dann verlöschen die Polaritätsdioden bei Unterspannung).

Die Leitungsführung für die Unterspannungsanzeige wurde mit auf der Leiterplatte Transistormeßzusatz untergebracht.

9. Aufbauhinweise

Bild 8 bis Bild 10 zeigen die Leiterplatten für die Bausteine. Sie können übereinander angeordnet werden. Durch geeigneten Einbau im Gehäuse lassen sich die Einstellungen über Bohrungen auch von außen korrigieren. Im allgemeinen kann man jedoch darauf verzichten und eventuell erforderliche Nacheichungen z. B. nach Abnahme der Bodenplatte durchführen. Als Leiterplattenmaterial verwende man wegen der besseren Isolationseigenschaften *Cevausit Cu 07*.

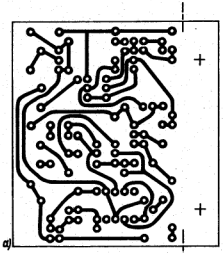
Für das Gehäuse eignet sich, wie bei anderen Vielfachmeßgeräten, nur Kunststoff bzw. Hartpapier, das innen nach Möglichkeit eine Kupferfolie tragen soll, um kapazitive Einstreuungen von Störspannungen auf Spannungsteiler, Tiefpaß und Anzeigeverstärker zu verhindern. Die Folie wird mit der 0-V-Leitung verbunden. Sie darf von außen nicht berührbar sein, auch müssen von dort zugängliche Schrauben isoliert sein bzw. aus Kunststoff bestehen.

10. Abgleich

Die erreichbare Meßgenauigkeit hängt vom Abgleich ab. Deshalb sollte man dabei besonders sorgfältig vorgehen. Zunächst wird die 0,25-V-Spannungsquelle mit *R*212 und mit einem genauen Spannungsmesser auf Sollwert eingestellt. Danach regelt man den Nullpunkt mit *R*206 (beide Leuchtdioden flackern – rauschbedingt – bei exaktem Abgleich) und die Empfindlichkeit mit *R*203 ein. Dazu ist der Spannungseingang bei voller Empfindlichkeit mit der 0,25-V-Spannungsquelle zu verbinden. Die Grundeichung des Geräts ist damit abgeschlossen. Die Meßbereiche werden durch Abgleich der Strombereiche, beim höchsten Bereich beginnend, geeicht. Ein Strom von 2,5 A wird in den Stromeingang eingespeist, und die Anzeige pegelt man mit *R*17 auf Vollausschlag ein (Nachlöten, Befeilen des Widerstandsdrahts und/oder Parallelschaltung von Korrekturwiderständen). Analog werden die weiteren Bereiche abgeglichen, wobei die Bereiche unter 0,1 A zweckmäßig durch Ausmessen der Widerstandswerte auf ± 1 % zu eichen sind.

Zum Abgleich des Innenwiderstandes der 0,25-V-Spannungsquelle wird der Widerstandseingang an den Meßklemmen kurzgeschlossen. Im Meßbereich 10 Ω ist mit *R*216 auf Vollausschlag abzugleichen und anschließend im Bereich 10 MΩ mit *R*212 (Korrektur der 0,25-V-Spannung). Der Abgleich ist zu wiederholen, bis der Zeiger auf Vollausschlag stehenbleibt.

Für den Transistormeßzusatz sind die Kollektorströme einzustellen. Dazu wird ein npn-Prüfling mit einem Strommesser (0,5 bis 1 mA, I_E Eigenspannungsbedarf < 0,25 V) in der Kollektorleitung angeschlossen, und mit *R*101 gleicht man den Strom auf 0,5 mA ab. Ebenso ist mit einem pnp-Prüfling zu verfahren. Der Abgleich wird mit *R*106 vorgenommen.



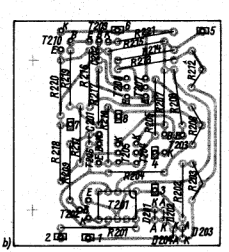
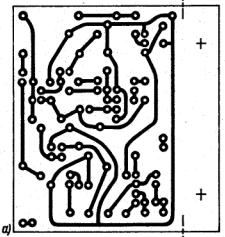


Bild 8 Anzeigeverstärker:
a – Leiterbild,
b – Bestückungsplan



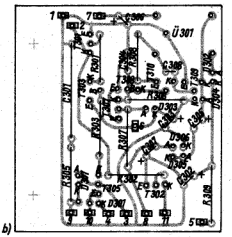
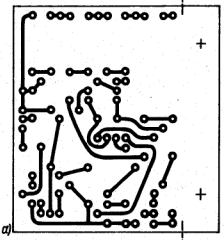


Bild 9 Polaritätsschalter:
a – Leiterbild,
b – Bestückungsplan



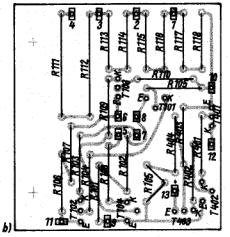


Bild 10 Transistormeßzusatz mit Unterspannungsanzeige:
a – Leiterbild,
b – Bestückungsplan

11. Hinweise zu Messungen mit dem Gerät

(Ablesebeispiele für Zusatzinformationen neben dem Meßwert)

Widerstandsmessung

Spannung am Meßobjekt: 0,25 V minus abgelesener U-Wert (0,25-V-Skale); Strom im Meßobjekt: Skale zum zugehörigen Strombereich

Beispiel:
$R_x = 1{,}5\ k\Omega$; $U_x = 0{,}15$ V; $I_x = 0{,}1$ mA (Bereich 1 kΩ).
Die kleine Meßspannung begünstigt die Messung von Widerständen direkt in der Schaltung, auch in Verbindung mit Halbleiterbauelementen.

Spannungsmessung

Eigenstromaufnahme: Skale zum zugehörigen Strombereich
Beispiel: $U_x = 200$ V; $I_x = 20\ \mu A$ (Bereich 250 V).

Strommessung

Eigenspannungsbedarf: 0,25-V-Skale
Beispiel:
$I_x = 200\ \mu A$; $U_x = 0{,}2$ V; $R_i = 1\ k\Omega$ (Bereich 250 μA).

Transistormessung

Basisstrom: Skale zum zugehörigen I_{CBO}-Bereich
Beispiel: $B = 100$; $I_B = 5\ \mu A$; (Bereich B × 10).

A/D-Wandler für Amateurzwecke

1. Einleitung

Analog/Digital-Wandler (A/D-Wandler), auch als Spannungs-Frequenz-Umsetzer bezeichnet, sind hybride Schaltungssysteme, die den Übergang von der Analogmeßtechnik zur Digitalmeßtechnik ermöglichen. Analoge Eingangsgrößen, wie Spannungen (U), werden durch den A/D-Wandler innerhalb eines bestimmten Wertebereichs in ein digitales Signal (Rechteckimpulse) umgewandelt. Die digitalen Ausgangssignale des Wandlers können unterschiedlicher Art sein und werden vom Wandlerverfahren bestimmt. Ausgangssignale sind z. B. Frequenz, Impulszahl je Zeiteinheit oder binäre Bitbelegung. Für eine numerische Anzeige des Wertes der analogen Größe muß das digitale Ausgangssignal des Wandlers in eine solche Form überführt werden, daß es sich in einem dekadischen Zähler zählen und das Zählergebnis anzeigen läßt.
A/D-Wandler werden in der Meßtechnik sehr vielseitig eingesetzt. Sie bilden die Grundlage von vielen digital arbeitenden Meßgeräten, z. B. Digitalvoltmetern, Digitalmultimetern bzw. digital arbeitenden Temperaturmeßgeräten. Derartige Geräte zeichnen sich durch hohe Empfindlichkeit, große Genauigkeit und durch die numerische Anzeige des Meßwerts aus.
Die bekanntesten Verfahren der Analog/Digital-Wandlung sind das Kompensationsverfahren, das Dual-Slope-Verfahren (Doppelflankenwandler), das Sägezahnverfahren und das Ladungs-Balance-Verfahren.

2. Analog/Digital-Wandler nach dem Ladungs-Balance-Verfahren

Die Arbeitsweise des Spannungs-Frequenz-Umsetzers soll an Hand der Prinzipschaltung (Bild 1) erläutert werden.
Der Spannungs-Frequenz-Umsetzer setzt sich aus den Funktionsgruppen
- Referenzstromquelle und elektronischer Schalter,
- Integrator,
- Komparator,
- Umsetzerlogik,
- Taktgenerator

zusammen.
Der Umsetzer kann nach Bild 1 mit einer Referenzquelle nur Eingangsspannungen einer Polarität verarbeiten. Zur automatischen Verarbeitung beider Polaritäten ist vor dem U/f-Umsetzer ein Präzisionsgleichrichter bzw. ein schaltbarer Inverter vorzusehen (Bild 2).
Zur Erläuterung der Funktionsweise der Schaltung nach Bild 1 sei angenommen, daß die Eingangsspannung U_x positiv und der Schalter S geöffnet sind und daß der Integratorausgang positives Potential hat.

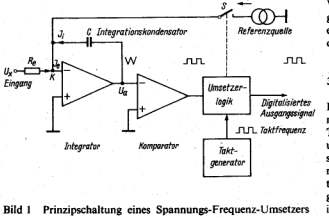


Bild 1 Prinzipschaltung eines Spannungs-Frequenz-Umsetzers

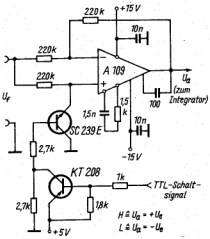


Bild 2 Schaltbarer Inverter

Durch die Eingangsspannung U_x wird dem Knotenpunkt K am inventierenden Eingang des Integrators ein Strom I_e eingeprägt. Der Knotenpunkt stellt die virtuelle Masse des Integrators dar. Der Integrator speist über den Integrationskondensator C einen betragsmäßig gleichen Strom I_1 mit umgekehrter Polarität in den Knoten K ein. Durch den Strom I_1 wird der Kondensator C linear entladen. Unterschreitet das Potential am Integratorausgang die Umschaltschwelle des Komparators, so schaltet dieser um. Mit jedem Taktimpuls überprüft die Umsetzerlogik den Zustand des Komparators und wertet ihn aus. Signalisiert der Komparator, daß die Umschaltschwelle unterschritten ist, so wird mit Beginn des nächsten Taktimpulses der Schalter S der Referenzstromquelle durch die Umsetzerlogik geschlossen. Über den geschlossenen Schalter S fließt nun ein definierter Strom I_{ref} in den Knoten K hinein. Der Strom I_{ref} ist so gerichtet, daß das Potential des Integratorausgangs schnell linear ansteigt. Wird die Umschaltschwelle des Komparators innerhalb der Taktperiode überschritten, so schaltet die Umsetzerlogik mit Beginn des nächsten Taktimpulses die Referenzstromquelle wieder ab, und die lineare Kondensatorentladung beginnt von neuem.
Der Umsetzer ist im Prinzip ein digital arbeitender, geschlossener Regelkreis, der in Abhängigkeit von der Störgröße U_x die Anzahl der Referenzstromschaltungen so steuert, daß die Ladung des Integrationskondensators und damit die Ausgangsspannung des Integrators ständig um einen Mittelwert konstant gehalten wird. Die Abhängigkeit zwischen Eingangsspannung und Anzahl der Referenzstromzuschaltungen ist in einem weiten Bereich linear proportional.
Vom U/f-Umsetzer wird immer dann ein Ausgangsimpuls abgegeben, wenn die Referenzstromquelle über eine Taktperiode eingeschaltet ist. Bild 3 verdeutlicht das am Amplituden-Zeitdiagramm der Schaltung nach Bild 1.

3. Realisierungsbeispiel

Die Operationsverstärker V1 und V2 (Bild 4) bilden zusammen mit dem Flip-Flop FF1 und dem Referenzstromquellenschalter T1, T2 den Spannungs-Frequenz-Umsetzer. V1 ist als Integrator und V2 als Komparator geschaltet. Mit $R1$ wird die Offsetspannung des Integrators kompensiert. Durch die am invertierenden Eingang von V1 eingespeisten Ströme wird der Integrationskondensator C1 linear auf- bzw. entladen. Beim Nulldurchgang der Integratorausgangsspannung schaltet der Komparator in seine jeweils entgegengesetzte Lage. Das taktflankengesteuerte

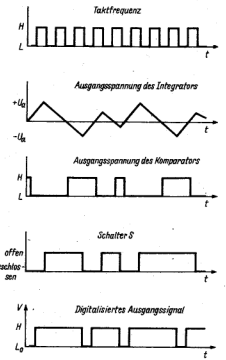


Bild 3 Amplituden-Zeitdiagramm zum Spannungs-Frequenz-Umsetzer

Bild 4 Stromlaufplan des Spannungs-Frequenz-Umsetzers (A/D-Wandler)

Flip-Flop FF1 übernimmt mit der H/L-Flanke an seinem Takteingang T den jeweiligen Zustand des Komparators. Der Ausgang Q schaltet, je nach anliegender Komparatorausgangsspannung, die Referenzstromquelle. Die Meßintervalle steuert ein Taktgenerator aus G1 bis G3 (3/4 A 100). An die Langzeitstabilität des Generators werden bei dem verwendeten Wandlerverfahren keine besonderen Forderungen gestellt. Betreibt man den Analog/Digital-Wandler zusammen mit einer elektronischen Zähl- und Anzeigeeinheit, so werden alle notwendigen Steuerimpulse, wie Speicherimpuls, Rücksetzimpuls und eventuell Multiplexerimpulse, aus der Taktgeneratorfrequenz abgeleitet. Als Taktgenerator genügt ein *RC*-rückgekoppelter astabiler Multivibrator. Die Frequenz des Taktgenerators wird so ausgelegt, daß in jeder Sekunde zwei bis drei Meßintervalle gesteuert werden. Die Anzahl der Takte für ein Meßintervall ergibt sich aus der maximalen Zählkapazität des Zählers bzw. aus dessen Teilungsfaktor. Wird zum Beispiel eine Zähl- und Anzeigeeinheit für $3^1/_2$ Stellen eingesetzt, so ergeben sich für 3 dekadische Zähler 12 hintereinandergeschaltete 1:2-Teilerstufen. Daraus folgt: $Z = 2^n = 2^{12} = 4096$ Takte. Die notwendige Taktfrequenz für genau 2 Meßintervalle je Sekunde wird damit 16,38 kHz.

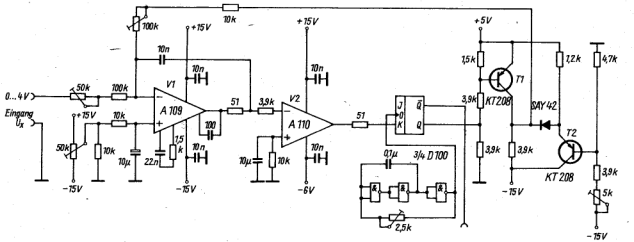
Literatur

[1] *Bähn, U.:* Einfacher freilaufender Zweiflanken-Analog-Digital-Umsetzer, radio-fernsehen-elektronik 25 (1976) H. 6

[2] *Weigelt, K.:* Universelles Bausteinsystem für den Aufbau elektronischer Geräte, radio-fernsehen-elektronik 25 (1976) H. 16

[3] *Höhne, M.:* Einfacher MOS-Analog-Digital-Wandler für $3^1/_2$ Dekaden und seine Anwendung in einem Digitalmultimeter, radio-fernsehen-elektronik 24 (1975) H. 24

[4] *Hammer, W.:* Ein einfaches Digitalmeßgerät, Funkschau 46 (1974) H. 19



Ansteuerschaltung für elektronische Zähler

Einleitung

Elektronische Zähler gehören zur Gruppe der digital arbeitenden Meßgeräte. Diese Meßgeräte verdrängen immer mehr herkömmliche analoge Meßgeräte mit Zeigerinstrumenten. Das Meßergebnis wird schneller und in Ziffernform angezeigt. Die Grundlage für diese Geräte bilden vor allem integrierte Schaltkreise in TTL- und ECL-Technik. Im folgenden wird eine Ansteuerschaltung für einen digitalen Frequenzmesser beschrieben, die beliebige Eingangssignale (Sinus-, Rechteckimpulse) verarbeitet und die zur Steuerung des Zählers notwendigen Impulsgruppen bereitstellt.
Zunächst werden Aufbau und Wirkungsweise des elektronischen Zählers erläutert.

1. Grundprinzip des elektronischen Zählers

Bild 1 zeigt die wesentlichen Baugruppen eines elektronischen Zählers. Durch unterschiedliche Verknüpfung, speziell zwischen Torschaltung, Ablaufsteuerung und Eingangsverstärker, lassen sich folgende Betriebsarten realisieren:

- Frequenzmessung,
- Periodendauermessung,
- Zeitintervallmessung,
- kontinuierliches Zählen.

Bei einer Frequenzmessung liegt die Spannung, deren Frequenz bestimmt werden soll, am Eingang des Zählers. Das Eingangssignal f_x gelangt nach Verstärkung und Impulsformung (Rechteckimpulse, vgl. z. B. die Ausführungen in [1]) zur Torschaltung (Bild 2). Die Torschaltung (Gate) läßt auf Grund ihrer Verkopplung mit der Zeitbasisstufe die eintreffenden Eingangsimpulse nur für eine bestimmte Zeit (Meßzeit), z. B. 1 s, passieren. Bei einer Eingangsfrequenz von 1 MHz entspricht das 10^6 Impulsen je Sekunde.
Beträgt die Meßzeit (Toröffnungszeit) 1 s, zeigt der Zähler die Frequenz in Hz an. Für höhere Frequenzen, die sich auf einem n-stelligen Zählwerk nicht mehr anzeigen lassen, muß die Toröffnungszeit kleiner gewählt werden, z. B. 1 ms. Damit erhält man das Zählergebnis in kHz.
Die benötigten Toröffnungsimpulse erzeugt ein Zeitbasisoszillator mit nachfolgender Frequenzteilerkette. Die Genauigkeit der Frequenzmessung hängt besonders von der Frequenzstabilität und von der Frequenzgenauigkeit des Quarzoszillators ab. Aus der Frequenzteilerkette lassen sich Impulsfolgen mit genau bekannten Frequenzen ableiten, die über eine Torschaltung mit der unbekannten Eingangsfrequenz verglichen werden. Sie bilden also den Maßstab der Messungen. Über den Zeitbasisschalter S1 kann man die Toröffnungszeiten wählen. Steht der Zeitschalter auf 1 Hz, so gelangen Impulse mit einem

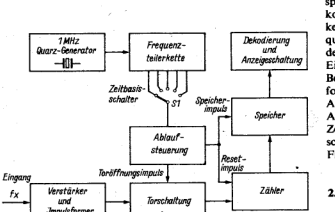


Bild 1 Übersichtsschaltplan »Elektronischer Zähler«

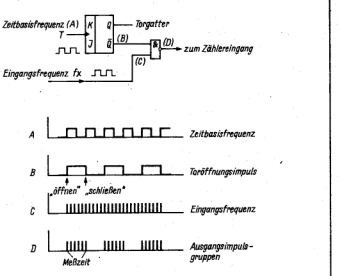


Bild 2 Torschaltung und Impulsdiagramm

zeitlichen Abstand von jeweils 1 s in die Ablaufsteuerung und zur Torschaltung. Damit können die Eingangsimpulse mit der Frequenz f_x für die Dauer der Zeitbasisfrequenz das Tor passieren und den Zähler setzen.
Über die Speicher-, Dekodier- und Anzeigeschaltung wird der erreichte Zählerstand nach Beendigung der Meßzeit gespeichert und angezeigt. Während der Meßpause bewirkt die Ablaufsteuerung das Rücksetzen des Zählers und bereitet einen neuen Meßzyklus vor (Bild 3).

2. Ansteuerschaltung

2.1. Zeitbasisstufe (Bild 4)

Die Zeitbasisschaltung wird durch einen mit 2 Transistoren aufgebauten 1-MHz-Quarzoszillator realisiert. Der Transistor T1 bildet mit dem 1-MHz-Quarz den eigentlichen Oszillator. Der Transistor T2 wandelt die 1-MHz-Schwingungen des Oszillators in ein TTL-kompatibles Signal um, das über G1, G2 in den Dekadenzähler gelangt und siebenmal durch 10 geteilt wird. Mit dem zum Quarz in Serie liegenden Trimmer kann die erzeugte Quarzfrequenz um einen bestimmten Betrag variiert werden. Die Stabilität des Oszillators liegt ohne zusätzliche spezielle Schaltungsmaßnahmen im Bereich von 10^{-6}/s. Zur Entkopplung des Quarzoszillators wurden vor der Frequenzteilerkette Trenngatter (G1, G2) eingefügt. Die nachfolgende Frequenzteilerkette besteht aus sieben dekadischen Teilern (*D 192*), deren Reset-Eingänge alle auf L (Low) gelegt sind. Je nach Einsatzgebiet des Zählers läßt sich diese Teilerkette verkürzen. Bei einer Quarzfrequenz von 1 MHz können der Teilerkette folgende Frequenzen entnommen werden:
A1 = 1 MHz, A2 = 100 kHz, A3 = 10 kHz, A4 = 1 kHz, A5 = 100 Hz, A6 = 10 Hz, A7 = 1 Hz, A8 = 0,1 Hz. Die Zeitbasisfrequenzen werden über den Schalter S1 an die Torschaltung gelegt. Mit dem Schalter S2 läßt sich der Eingang der Frequenzteilerkette blockieren.

2.2. Ablaufsteuerung

Die Ablaufsteuerung des Zählers bewirkt den zeitlich richtigen Ablauf eines Meßvorgangs. Ist eine Messung beendet (Toröffnungszeit), muß der erreichte Zählerstand in den Speicher

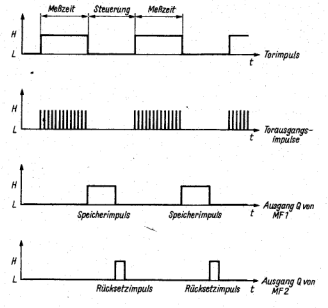
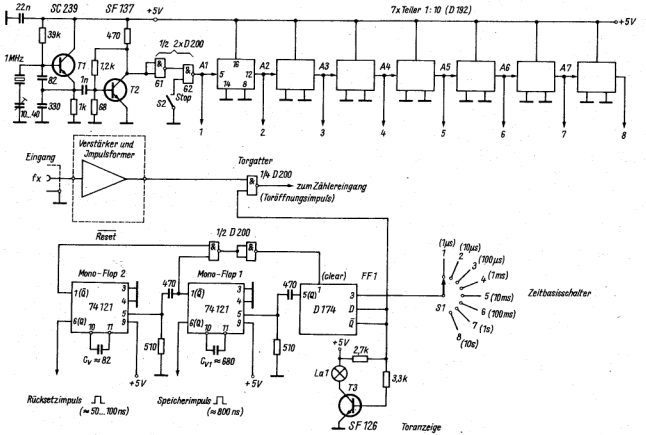


Bild 3 Amplituden-Zeitdiagramm der Ablaufsteuerung

übernommen werden. Zur Vorbereitung der nächsten Messung ist der Zähler außerdem auf 0 zurückzusetzen. Die dafür benötigten Impulse gewinnt man mit den monostabilen Kippstufen MF1, MF2 aus der positiven Impulsflanke am Q-Ausgang des FF1. Das Flip-Flop 1 ist ein flankengetriggertes D-Flip-Flop und hat die Aufgabe, aus der an 3 anliegenden Zeitbasisfrequenz einen definierten Toröffnungsimpuls zu erzeugen. Die im Impulsdiagramm (Bild 2) mit »Schließen« bezeichnete negative Impulsflanke vom Q-Ausgang FF1 wird durch das *RC*-Glied (560 Ω, 470 pF) differenziert und gelangt an den Eingang des Monoflop 1. Am Ausgang Q des MF1 tritt für die durch C_{V1} bestimmte Zeit ein positiver Impuls auf (Speicherimpuls). Der am Ausgang Q abgegebene negative Impuls wird ebenfalls differenziert und setzt den Monoflop 2. MF2 erzeugt in Abhängigkeit von der zeitbestimmenden Kapazität C_{V2} den Rückstellimpuls (Reset) des Zählers. Mit der Toranzeige wird die Torschaltung kontrolliert. Die Lampe La1 leuchtet für die Dauer der Toröffnung auf.

Die Darstellungsweise der Schaltkreise in Bild 4 wurde teilweise anschlußbezogen, also von der gültigen TGL abweichend gewählt, um den Nachbau zu erleichtern. Allerdings kamen als Monoflop Bausteine zum Einsatz, die bei Manuskriptabgabe nicht allgemein verfügbar waren. Es gibt jedoch für diese Stufen auch andere, bekannte Realisierungsmöglichkeiten. In der Sowjetunion wird ein dem *74121* ähnlicher Schaltkreis als *K 155 A G 1* produziert.

Bild 4 Stromlaufplan der Ansteuerschaltung



Literatur

[1] *Kühn, E./Schmied, H.:* Integrierte Schaltkreise, VEB Verlag Technik, Berlin 1972

[2] –: Elektronischer Zählfrequenzmesser 4 3-30, Gerätebeschreibung

Zähler mit integrierten Schaltkreisen und Anzeigeröhren

1. Einleitung

Der Zähler nach Bild 1 ist dreistufig. Er kann durch weitere Zählstufen um die gewünschte Stellenzahl vergrößert werden. Im Anzeigesystem wurden gasgefüllte Anzeigeröhren vorgesehen. Auf die Besonderheiten dieses Anzeigebauelements wird in der Beschreibung noch eingegangen.

2. Zählbaustein

Jede der drei Zählstufen des Zählgeräts besteht aus einem Zählbaustein, der integrierte Schaltkreise enthält. Als Zähler wurde der dekadische Zählerschaltkreis *MH 7490* von TESLA verwendet (Bild 2). Die maximale Zählfrequenz für diesen Schaltkreis liegt bei $f_z \geqq 10$ MHz.
Dem Zählerschaltkreis kann ein Speicher-Flip-Flop *MH 7475* (Bild 3) nachgeschaltet werden. Dieser Schaltkreis speichert das Meßergebnis einer vorangegangenen Meß- bzw. Zählperiode und bringt es in der Zeit zur Anzeige, in der schon der neue Meß- bzw. Zählvorgang abläuft. Dabei öffnet ein Taktgenerator mit einer Torschaltung für eine bestimmte Zeit den Zählereingang. Liegt am Takteingang T ein H-Signal, so stehen an den Ausgängen des Speichers Q_D, Q_C, Q_B und Q_A die gleichen Informationen wie an seinen Eingängen D_D, D_C, D_B und D_A. Dieser Schaltzustand bedeutet, daß die in den Zähler einlaufenden Zeitimpulse direkt zur Anzeige kommen. Das Anzeigebild ändert sich folglich im Rhythmus der eingehenden Impulse. Der Zählerstand kann aber zu einem bestimmten Zeitpunkt gespeichert und für eine wählbare Zeit erhalten werden, wenn am Takteingang des Speichers das Taktsignal L-Pegel annimmt. Über geeignete Torschaltungen lassen sich Meßintervalle herstellen, die sowohl den Zählereingang als auch den Takteingang in gewünschter Weise steuern.
Ohne Speicher Flip-Flop kommt man aus, wenn das sich während des Meßvorgangs ständig ändernde Anzeigebild nicht störend wirkt. Mit vier Drahtbrücken, die den BCD-Ausgang des Zählers mit dem Eingang des BCD-Dekoder/Treibers verbinden, wird in diesem Fall eine direkte Verbindung zwischen den beiden Schaltkreisen hergestellt. Die Dekodierung des BCD-Signals und die Ansteuerung der Ziffernanzeigeröhre ermöglichen speziell für diesen Zweck geschaffenen BCD-Dezimal-Dekoder *MH 74141* (Bild 4). Bild 5 zeigt die Leiterplatte für einen Zählbaustein mit Speicher. Sie trägt die drei Schaltkreise und den Arbeitswiderstand R_a für die Anzeigeröhre. Die Röhre wurde nicht auf der Grundplatte montiert, damit der Anwender den Typ selbst wählen kann. (Es gibt bekanntlich Zifferngrößen von 10 bis 50 mm, die sich alle vom *MH 74141* ansteuern lassen.) Die Anschlußbelegung für die Ziffernkatoden wurde auf der Leiterplatte von 0 bis 9 durchnumeriert.
Entsprechend dem Röhrentyp muß der zugehörige Arbeitswiderstand (R_a) in die Schaltung eingesetzt werden.

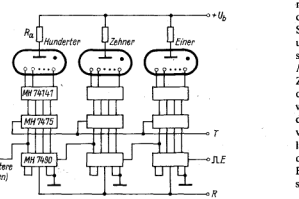


Bild 1 Schaltung des Zählgeräts

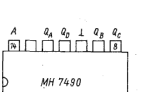


Bild 2 Anschlußschema *MH 7490*

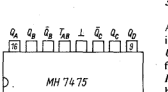


Bild 3 Anschlußschema *MH 7475*

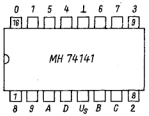


Bild 4
Anschlußschema *MH 74141*

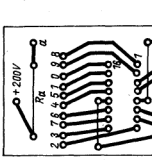


Bild 5 Leiterplatte mit Schaltkreis-Anschlüssen

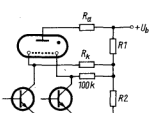


Bild 6 Ansteuerung von Anzeigeröhren mit *SS 202*

3. Anzeigeröhren

Anzeigeröhren sind Gasentladungsröhren. Sie benötigen zu ihrem Betrieb im allgemeinen eine Betriebsspannung von $U_{b\,min} = 170$ V (Gleichspannung). Liegt diese Spannung an, so fließt über die Katode (Ziffer oder Zeichen) ein Katodenstrom I_k. Dieser erzeugt einen Glimmlichtsaum, der die Katode umhüllt. Der Katodenstrom I_k darf sich nur in vorgegebenen Grenzen bewegen und wird für jede Anzeigeröhre durch einen in der Anodenzuleitung liegenden Widerstand R_a festgelegt. Es gilt:

$$R_a = \frac{U_b - U_B}{I_k};$$

U_B – Brennspannung; sie liegt bei allen Röhrentypen etwa bei $U_B = 140$ V. Der Katodenstrom ist abhängig von der Größe der Anzeigeröhre. Die Tabelle gibt einen Überblick.

Tabelle Zulässige Katodenströme von Anzeigeröhren

Typ	Z 560 M	Z 570 M	Z 566 M	Z 580 M	Z 590 M
$I_{k\,min}$	1 mA	1,5 mA	3 mA	4 mA	1 mA
$I_{k\,max}$	2,5 mA	2,5 mA	6 mA	7 mA	2 mA

Eine Anzeigeröhre läßt sich auch mit den speziell für diesen Zweck entwickelten Schalttransistoren *SS 201* und *SS 202* ansteuern.
Bei der Ansteuerung mit Transistoren muß auf eine weitere Eigenschaft der Anzeigeröhren geachtet werden. Sie kommt durch die Grenzwertangaben der Katodenvorspannung $U_{kk\,min}$ = 60 V bis $U_{kk\,max}$ = 100 V zum Ausdruck. Das ist die Spannung zwischen einer eingeschalteten und den übrigen nicht betriebenen Katoden. Innerhalb des Bereichs $U_{kk\,min}$ und $U_{kk\,max}$ ist gewährleistet, daß sich kein störendes Hintergrundglimmen der nicht betriebenen Katoden wahrnehmen läßt. Dieses Mitglimmen tritt bei frei in der »Luft« hängenden Katoden, z. B. bei Schalterbetrieb, nicht auf, da keine hochohmige Verbindung nach Masse (wie bei gesperrten Transistoren) vorliegt.

4. Spannungsversorgung

4.1. Betriebsspannungen für Zählbausteine

Die Betriebsspannungen für die Zählbausteine werden einem Netzgerät entnommen (Bild 7). Für die Schaltkreise wird eine geregelte Gleichspannung von U_b = 5 V bereitgestellt. Mit dem Potentiometer *R4* kann diese Spannung genau festgelegt werden. Die Anzeigeröhren erhalten eine ungeregelte Gleichspannung von $U_b \approx$ 200 V.

4.2. Transverter 12 V/190 V und 5 V/180 V zur Stromversorgung von Anzeigeröhren

Den Betrieb von Anzeigeröhren aus Akkumulatoren oder anderen Gleichspannungsquellen ermöglichen transistorisierte Gleichspannungswandler.
Der Wandler für 12 V/200 V (Bild 8) schwingt mit einer Frequenz von etwa 2 kHz. Dadurch kann ein kleiner Kern gewählt

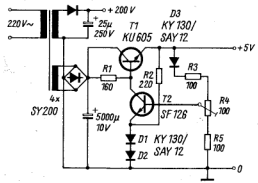


Bild 7 Schaltung des Netzteils für ein Zählgerät

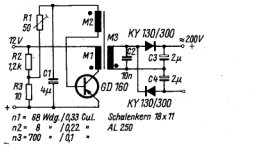


Bild 8 Schaltung eines Transverters (12 V/190 V)

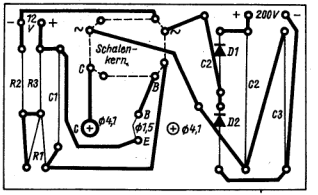


Bild 9 Leiterplatte des Transverters (12 V/190 V)

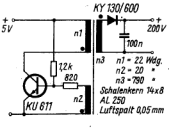


Bild 10 Schaltung des Transverters (5 V/180 V)

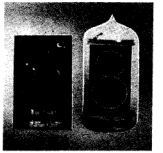


Bild 11 Transverter nach Bild 8 im Vergleich mit einer 50-mm-Ziffernröhre

werden. Das führt zu einer kleinen Bauform des Wandlers. Bild 9 zeigt die Leiterplatte.
Der Wandler läßt sich mit etwa 2 W belasten. Die Ausgangsspannung wird durch Spannungsverdopplung gewonnen. Damit lassen sich etwa 5 bis 6 Anzeigeröhren *Z 570 M* betreiben.
Die Schaltung nach Bild 10 erzeugt 200 V Gleichspannung aus der TTL-Betriebsspannung von U_b = 5 V. Da es sich um einen Sperrwandler handelt, ist die Auslegung des Spannungsteiles nur jeweils für eine bestimmte Anzahl von Röhren optimal; Leerlauf muß vermieden werden.

Literatur

[1] Firmenschriften TESLA
[2] Firmenschriften VEB Werk für Fernsehelektronik
[3] *Müller, W.:* Röhreninformationen-Anzeigeröhren, radio-fernsehen-elektronik 19 (1970) Heft 3, 4, 5, 6, 7, 10, 11, 12, 14, 17 und radio-fernsehen-elektronik 20 (1970) Heft 4
[4] *Müller, W.:* Hinweise zum Betrieb gasgefüllter Anzeigeröhren mit Gleichspannung, radio-fernsehen-elektronik 19 (1970) Heft 6, Seite 203 bis 204
[5] *Müller, W.:* Halbwellenbetrieb von gasgefüllten Anzeigeröhren, radio-fernsehen-elektronik 19 (1970) Heft 4, Seite 134
[6] *Müller, W.:* Bedeutung und Erzeugung der Katodenvorspannung für gasgefüllte Anzeigeröhren, radio-fernsehen-elektronik 21 (1972) Heft 6, Seite 196 bis 199
[7] *Müller, W.:* Spezielle Betriebsspannungsquellen für gasgefüllte Anzeigeröhren, radio-fernsehen-elektronik 22 (1973) Heft 1, Seite 26 bis 27
[8] *Müller, W.:* Ziffernaustastung in mehrstelligen Anzeigesystemen mit gasgefüllten Anzeigeröhren, radio-fernsehen-elektronik 22 (1973) Heft 23, Seite 783 bis 784

Mehrstelliges Anzeigesystem mit LED-7-Segmentanzeige und automatischer Ausblendung nicht benötigter Nullen

Bild 1 zeigt die Schaltung eines Anzeigesystems, das BCD-verschlüsselte Zahlen in Form von Dezimalzahlen darstellt. Die BCD-Informationen können z. B. einer mehrstufigen Zählkette entnommen sein.

Die Anzeigeschaltung zeichnet sich durch eine einschaltbare Automatik zur Ausblendung führender Nullen [1] und durch die Möglichkeit einer Helligkeitsregelung der angezeigten Zahl aus.

Als Anzeigebauelemente werden 7-Segment-Festkörpersymbol-Anzeigebauelemente eingesetzt, z. B. *VQB 71*.

Der Schaltkreis *D 147 C* (Bild 2) steuert die Anzeigebauelemente an, dekodiert die BCD-verschlüsselte Dezimalzahl und setzt sie in eine segmentierte Ziffer um.

Außer der Dekodier- und Treiberfunktion verfügt dieser integrierte Schaltkreis über weitere Funktionsmöglichkeiten. Der Eingang LT bedeutet »Lampentest« und prüft das gesamte Anzeigesystem. Dabei werden die miteinander verbundenen Eingänge LT aller Schaltkreise über die Taste T an Masse gelegt. Dieser Vorgang bedeutet für die Eingänge eine Pegeländerung von H nach L. Alle Segmente sämtlicher Stellen leuchten dann auf, wenn noch folgende Voraussetzung gegeben ist: Am Anschluß BI (blanking input) darf zu diesem Zeitpunkt kein L-Potential liegen. Der Eingang BI und der Ausgang RBO (ripple blanking output) sind miteinander identisch, da sie den gleichen Anschluß des Schaltkreises belegen. Die Doppelfunktion des Anschlusses beeinflußt die Funktionen nicht, da sie einander ausschließen.

Der Anschluß BI/RBO wird u. a. zur Helligkeitsregelung (bis zum völligen Abdunkeln) der Anzeige benutzt. Diese Beeinflussung kann kontinuierlich durch eine spezielle Schaltung (Bild 4) mit einem Lichtempfänger (Fotowiderstand) oder schrittweise, durch Zuschalten bestimmter Widerstandswerte, anstelle des Lichtempfängers erreicht werden. Die Anzeige verlöscht, wenn der Anschluß BI/RBO L-Potential annimmt. Durch die Nullunterdrückung lassen sich mehrstellige Zahlen übersichtlicher gestalten. Die im Anzeigebild links vor dem Dezimalzeichen stehenden nicht benötigten Nullen werden unterdrückt. Das Ergebnis wird auf diese Weise in einer sehr leicht erkennbaren Form dargestellt. Das gilt z. B. für folgende Kombinationen:

000,5→,5 00,35→,35 03,50→3,50.

Ist eine Nullenaustastung erwünscht, so wird mit dem Schalter S der Eingang RBI (ripple blanking input) des IS4 an Masse gelegt, d. h. auf L-Potential. Damit werden die die Segmente ansteuernden Ausgangstransistoren in IS4 automatisch gesperrt, wenn am BCD-Eingang die codierte Ziffer Null anliegt. Das ist der Fall, wenn an jedem der Eingänge A, B, C und D logisch L anliegt. Unter diesen Voraussetzungen nimmt der Ausgang RBO immer L-Potential an. Der Ausgang RBO des IS4 ist aber nach Bild 1 mit dem Eingang RBI des IS3 verbunden. Das L-Potential liegt, wenn am IS4 bereits eine 0 unterdrückt wurde, auch am Eingang RBI vom IS3. Damit sind für diese Stelle die Voraussetzungen gegeben, daß eine sonst zur Anzeige kommende 0 unterdrückt wird. Die automatische Ausblendung der 0 läßt sich auch auf den folgenden Schaltkreis übertragen, wenn an dieser Stelle keine Dezimalzeichen zur Anzeige kommen sollen. Das ist zu erreichen, wenn dem Invertereingang ein L-Signal zugeführt wird. Der Ausgang hat dann H-Potential. Das H-Potential im Basiskreis des Transistors führt dazu, daß ein Basisstrom fließen kann. Dadurch nimmt RBI etwa das L-Potential von RBO an. Diese Stelle hat damit auch die Voraussetzungen zur Nullausblendung. Soll aber ein Dezimalzeichen angezeigt werden, muß der Invertereingang auf H- und der Ausgang auf L-Potential liegen. L-Pegel im Basiskreis bedeutet, daß die Basis über den 22-kΩ-Widerstand und den Kollektorausgang des Inverters auf Masse (L-Potential) gelegt wird. Damit ist der Transistor gesperrt. Die Katodenseite des DP-Zeichens ist über den Strombegrenzungswiderstand *R2* (150 Ω) ebenfalls über den Kollektorausgang des Inverters an Masse gelegt. Durch das DP-Zeichen kann Strom fließen; es leuchtet auf.

Die vorgestellte Schaltung zur Nullenaustastung ist eine mögliche Variante, die dem jeweils vorliegenden Anwendungsproblem angepaßt werden kann. So ist es möglich, alle Schaltkreise über die Anschlüsse RBO/RBI (wie IS4 und IS3) miteinander zu verbinden. Eine Dezimalzeichenanzeige entfällt dann. Außerdem kann die die Anschlüsse RBO und RBI von IS2 und IS3 ver-

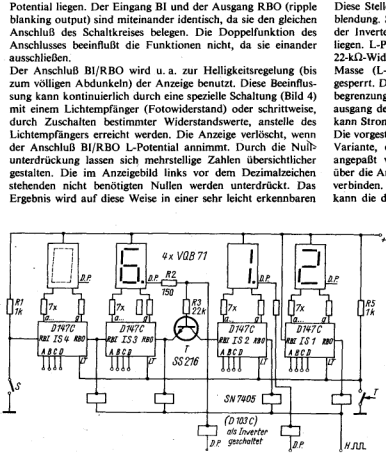


Bild 1 LED-Anzeigesystem mit Ausblendung führender Nullen

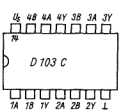


Bild 3 Anschlußbelegung des *D 103 C*

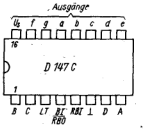


Bild 2 Anschlußbelegung des 7-Segment-Dekoders *D 147 C*

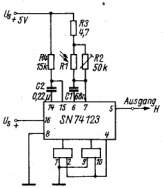


Bild 4 Schaltungsvorschlag für Helligkeitsregelung der Schaltung nach Bild 1

bindende Schaltstufe zwischen die Schaltkreise IS1 und IS2 eingefügt werden.

Die Helligkeit wird über zwischengeschaltete Inverter mit offenen Kollektorausgängen an den Anschlüssen RBO der IS *D 147 C* eingestellt. Mit dem Schaltkreis *MH 7405* stehen bis zu 6 solcher Inverter zur Verfügung. Als Ausweich läßt sich auch ein IS *D 103 C* (Bild 3) anwenden. In diesem Fall sind die Eingänge A und B der vier Gatter parallelzuschalten.

Bild 4 zeigt eine Schaltungsmöglichkeit für die automatische Anpassung der Helligkeit der Anzeigebauelemente an die vorliegenden Umlichtbedingungen [2] [3].

Der Schaltkreis *74 123 PC* (TUNGSRAM) enthält zwei unabhängige nachtriggerbare Monoflop. Ein bei 800 Hz freilaufender Multivibrator triggert einen Monoflop. Die Impulsbreite der Ausgangsfrequenz wird durch den Fotowiderstand *R*1 beeinflußt. Sie ist abhängig von *R*1, *R*2, *R*3 und *C*1. *R*2 engt den Regelbereich ein. Mit ihm wird die Resthelligkeit der Anzeige bei Dunkelheit festgelegt. *R*3 ist ein Schutzwiderstand.

Literatur

[1] *Müller, W.*. Ziffernaustastung in mehrstelligen Anzeigesystemen mit gasgefüllten Anzeigeröhren, radio-fernsehen-elektronik 22 (1973) Heft 23, Seite 783 bis 784

[2] Einfache Helligkeitsregelung bei GaAs-P-Anzeigeelementen, radio-fernsehen-elektronik 24 (1975) Heft 5, Seite 171

[3] Funkschau (1975) Heft 21, Seite 722 bis 723

1. Allgemeines

In der Praxis des Funk- und Elektronikamateurs läßt sich das Dip-Meter vielseitig als Prüfgerät im HF-Gebiet anwenden. »Dip« deutet auf eine Änderung des Zeigerausschlags eines Meßwerks hin (engl.: to dip). Ursprünglich war das Dip-Meter mit einer Elektronenröhre bestückt. Da der Gitterstrom der Oszillatorröhre mit einem Meßwerk angezeigt wurde, lautet folgerichtig der Name des Prüfgerätes *Grid-Dip-Meter* oder *Griddipper* (engl.: the grid). Heute verwendet man in solchen Prüfgeräten Halbleiterbauelemente. Die erzeugte HF-Spannung wird gleichgerichtet und an der mit einem Meßwerk bestückten Schaltung angezeigt. Die richtige Bezeichnung lautet daher *Dip-Meter* oder *Transdipper*.

Dip-Meter sind Frequenzmesser. Der frequenzbestimmende Schwingkreis besteht aus Steckspule und Drehkondensator. Die Skale, deren Zeiger über den Antrieb mit dem Drehkondensator gekoppelt ist, wird in Frequenzwerten geeicht. Die einzelnen Frequenzbereiche werden durch Auswechseln der Steckspulen umgeschaltet. Bild 1 zeigt den Übersichtsschaltplan für ein Dip-Meter. Der Schwingkreis *LC* (1) ist der frequenzbestimmende Teil der Oszillatorschaltung (2). Diese arbeitet aktiv, wenn die Betriebsspannung anliegt. Damit kann die Resonanzfrequenz von unbekannten passiven Schwingkreisen bestimmt werden. Bei Resonanz beider Schwingkreise entnimmt der passive Schwingkreis der Oszillatorschaltung des Dip-Meters HF-Energie, so daß an seinem Meßwerk der Zeigerausschlag geringer wird. Beim passiven Betrieb des Dip-Meters (dabei ist die Betriebsspannung der Oszillatorschaltung abgeschaltet) kann die Resonanzfrequenz von aktiven Schwingkreisen ermittelt werden. Dabei nimmt der passiv arbeitende Schwingkreis des Dip-Meters bei Resonanz aus dem aktiven Schwingkreis HF-Energie auf, so daß der Zeigerausschlag am Meßwerk des Dip-Meters sich vergrößert. Die erzeugte oder aufgenommene HF-Energie wird mit der Demodulatorschaltung (3) gleichgerichtet. Die Anzeigeschaltung (4) kann ohne oder mit zusätzlicher Gleichstromverstärkung arbeiten. Für die Stromanzeige wird ein Drehspulmeßwerk (5) verwendet. Arbeitet die Anzeigeschaltung ohne Verstärkerteil, so muß die Stromempfindlichkeit des eingesetzten Meßwerks 50 bis 100 µA betragen. Unempfindlichere Meßwerke (1 bis 3 mA) können eingesetzt werden, wenn die Anzeigeschaltung mit Verstärkerteil arbeitet. Halbleiterbestückte Dip-Meter lassen sich entweder aus einer Batterie oder aus einem eingebauten Netzteil speisen. Der Batteriebetrieb hat den Vorteil, daß das Dip-Meter handlich aufgebaut werden kann und ortsunabhängig ist.

1.1. Grid-Dip-Meter mit Elektronenröhre

Bild 2 zeigt den Stromlaufplan eines einfachen Grid-Dip-Meters mit Triode. Die Oszillatorschaltung arbeitet in kapazitiver Dreipunktschaltung mit einem Doppelkondensator. Dadurch benötigt die Schwingkreisspule keine Anzapfung; das vereinfacht die Herstellung. Die Kondensatoren am Gitter und an

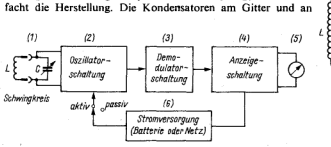


Bild 1 Übersichtsschaltplan für das halbleiterbestückte Dip-Meter

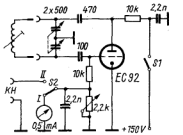


Bild 2 Stromlaufplan für ein einfaches Grid-Dip-Meter mit Elektronenröhre

der Anode halten den Schwingkreis gleichspannungsfrei. Die Wickeldaten der Spulen hängen von den vorgesehenen Frequenzbereichen, vom Kapazitätswert des Drehkondensators und vom Spulenkörper ab. Am Gitter liegt die Reihenschaltung von Gitterableitwiderstand und Meßwerk. An diesem Meßwerk können die Gitterstromänderungen beobachtet werden. Die Empfindlichkeit des Meßwerks läßt sich mit dem parallelliegenden Potentiometer verändern. Ist S1 geschlossen, arbeitet die Schaltung aktiv als Grid-Dip-Meter. Wird S1 geöffnet, wirkt die Gitter-Katoden-Strecke als Diode für die Anzeigeschaltung, und das Gerät arbeitet passiv. Beim passiven Betrieb kann mit S2 auf Kopfhörer (Stellung II) umgeschaltet werden. Ist das aufgenommene HF-Signal moduliert, so läßt sich die Modulation abhören (Monitor-Betrieb).

1.2. Dip-Meter mit bipolaren Transistoren

Bild 3 zeigt den Stromlaufplan für ein mit bipolaren Transistoren bestücktes Dip-Meter. Der Oszillatortransistor T1 arbeitet in Basisschaltung, mit dem Stellwiderstand am Emitter wird ein Kollektorstrom von etwa 2 mA festgelegt. Über einen Kondensator (10 pF) ist die Demodulatorschaltung mit der Diode D am Kollektor T1 angekoppelt. Die Anzeigeschaltung besteht aus einer Transistor-Brückenschaltung; das Meßwerk (1 mA) liegt zwischen den Kollektoren T2 und T3. Die Transistor-Brückenschaltung wird mit dem Stellwiderstand im Kollektorkreis von T2 auf Null abgeglichen. Mit dem vor der Basiselektrode T2 liegenden Stellwiderstand läßt sich die Anzeigeempfindlichkeit der Schaltung variieren. Der Umschalter S1a/b erlaubt die Betriebsarten »aus«, »passiv« (A = Absorptionsfrequenzmesser) und »aktiv« (D = Dip-Meter). In Tabelle 1 werden die Spulendaten aus [1] angegeben. Zum besseren Frequenzabgleich

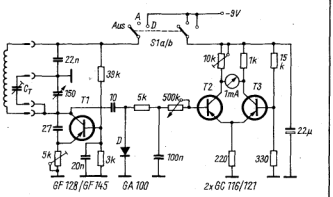


Bild 3 Stromlaufplan für ein Dip-Meter mit bipolaren Transistoren [1]

Tabelle 1 Spulendaten zu Bild 3

Bereich	L	C_T	Wdg.	Drahtdurchmesser	Spulendurchmesser
in MHz	in µH	in pF	–	in mm	in mm
0,3... 0,5	2000	10/40	400	0,1-CuL	10
1,5... 3,0	80	5/25	110	0,1-CuL	10
3,0... 5,0	19	10/40	55	0,15-CuL	10
5,0... 8,0	6,7	10/40	35	0,25-CuL	10
8,0...15,0	3,2	5/25	24	0,4-CuL	10
15,0...30,0	1,0	5/25	13	0,8-CuL	10

enthält der Steckspulenkörper einen Trimmkondensator C_T. Die in Bild 3 gezeigte Schaltung läßt sich auch mit Siliziumtransistoren aufbauen. Umzupolen sind dabei die Diode D, das Meßwerk, der Elektrolytkondensator von 22 µF und die Batteriepole. Außerdem können sich die Spannungsteilerwiderstände an der Basis von T1 bzw. T3 ändern.

1.3. Dip-Meter mit unipolarem Transistor

Der Stromlaufplan (Bild 4) zeigt ein Dip-Meter mit einem MOSFET in Oszillatorschaltung. Verwendet wird die Gate-Grundschaltung. Es empfiehlt sich, den Source-Widerstand *R*1 und den Rückkopplungskondensator *C*1 in die einzelnen Steckspulenkörper mit einzubauen. Nur beim niedrigsten Frequenzbereich liegt parallel zum Source-Widerstand *R*1 der Kondensator *C*2 (50 pF). Die kapazitiv angekoppelte Demodulatorschaltung besteht aus der Diode *GA 100* und dem Siebglied 1 mH/1 nF. In der Anzeigeschaltung wird ein empfindliches Meßwerk benutzt (50 µA), dem das Potentiometer zum Verändern der Anzeigeempfindlichkeit parallelgeschaltet ist. Die Bauelementewerte für die einzelnen Frequenzbereiche gibt Tabelle 2 aus [2] wieder.

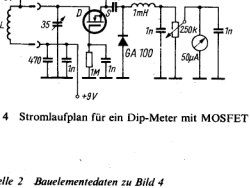


Bild 4 Stromlaufplan für ein Dip-Meter mit MOSFET [2]

Tabelle 2 Bauelementedaten zu Bild 4

Bereich	Wdg.	Drahtdurchmesser	*C*1	*R*1
in MHz	–	in mm	in pF	in Ω
1,7... 3,0	115	0,25-CuL	22	3300
3,0... 5,0	60	0,25-CuL	22	3300
4,5... 7,4	40	0,25-CuL	18	2700
6,3... 11,0	28	0,5-CuL	10	1500
11,0... 25,0	10	0,5-CuL	10	1500
19,0... 32,0	6	1,0-CuL	10	1000
32,0... 62,0	4	1,0-CuL	5	1000
50,0...150,0	–	– –	5	470

Die Spule für den höchsten Frequenzbereich hat Haarnadelform. Sie ist 50 mm lang und 15 mm breit und besteht aus 2,0-mm-CuL.

2. Aufbau des Dip-Meters

Als Gehäuse für ein Dip-Meter eignet sich eine längliche handliche Bauform, die aus Aluminium-Blech besteht oder aus kupferkaschiertem Hartpapier zusammengesetzt wird. An einer Stirnseite bringt man die Buchsen für die Steckspule an, an der anderen baut man den Empfindlichkeitsregler für die Anzeigeschaltung ein. Auf der Frontplatte liegen oben das Meßwerk und die große Kreisskale, deren Zeiger fest mit dem Drehkondensator verbunden ist. Schalter und andere Bedienelemente können ebenfalls oben oder seitlich angeordnet werden. Bild 5 zeigt die Ausführung eines industriell gefertigten Dip-Meters, das in der Volksrepublik Polen von der Firma INCO unter der Bezeichnung *RUFG-4* hergestellt wird. Stromlaufplan und Beschreibung findet der Leser in [3].

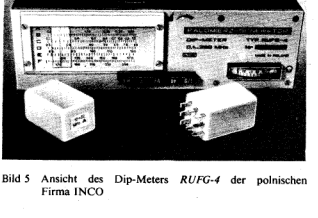


Bild 5 Ansicht des Dip-Meters *RUFG-4* der polnischen Firma INCO

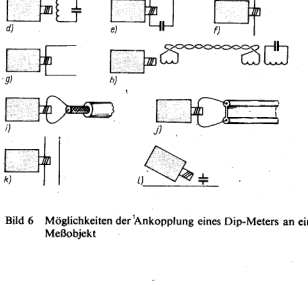


Bild 6 Möglichkeiten der Ankopplung eines Dip-Meters an ein Meßobjekt

3. Anwendung des Dip-Meters

Kennzeichen eines Dip-Meters ist die Frequenzbereich-Umschaltung mit Steckspule. An die Steckspule wird auch das Meßobjekt gekoppelt. Bild 6 zeigt die Möglichkeiten der Ankopplung. Die Ankopplung des Dip-Meters an Schwingkreise geht aus Bild 6a bis Bild 6e hervor. Dabei gilt der Grundsatz, daß die Genauigkeit der Frequenzmessung um so größer wird, je geringer bzw.

loser die Ankopplung ist. Sonst treten Zieherscheinungen auf, die das Ergebnis verfälschen. An schwer zugänglichen Schwingkreisen kann man nach Bild 6h eine *Link*-Leitung aus verdrilltem, isoliertem Cu-Draht vorsehen, an deren Enden kleine Spulen aus zwei bis drei Windungen steifen Drahtes liegen. Ankopplungsmöglichkeiten an Antennen und Leitungen zeigen Bild 6f, Bild 6g und Bild 6k. Koaxialkabel- bzw. Bandleitungsstücke koppelt man nach Bild 6i und Bild 6j an, wobei das eine Kabelende entsprechend dem Bild kurzzuschließen ist. Bild 6l zeigt die Ankopplung einer Drahtantenne. Dabei wirkt die Kopplung kapazitiv.

4. Messungen mit dem Dip-Meter

Mit dem Dip-Meter läßt sich die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises, einer Antenne oder einer Leitung messen. Dabei kann das Dip-Meter aktiv oder passiv arbeiten.

4.1. Aktive Frequenzmessung

In dieser Betriebsart arbeitet die Oszillatorschaltung des Dip-Meters, und die Anzeigeschaltung zeigt diesen Zustand durch einen bestimmten Zeigerausschlag an. Wird ein nichterregter Schwingkreis mit der Spule des Dip-Meters gekoppelt, so entzieht dieser Schwingkreis dem Dip-Meter im Resonanzfall Energie, und in der Anzeigeschaltung verändert sich der Zeigerausschlag. Entsprechend der Frequenzeichung des Dip-Meters hat man die Resonanzfrequenz des gekoppelten Schwingkreises gefunden.

4.2. Passive Frequenzmessung

Wird die Oszillatorschaltung außer Betrieb gesetzt (Abschalten der Betriebsspannung des Oszillators), so arbeiten noch der Schwingkreis und die Anzeigeschaltung des Dip-Meters. Bei dieser Betriebsart muß der zu messende Schwingkreis erregt sein, damit das Dip-Meter bei Resonanz Energie aus dem zu messenden Schwingkreis in den eigenen aufnehmen kann. Diese Energieaufnahme bei Resonanz wird durch eine Zeigerausschlagsänderung angezeigt.

4.3. Signalgenerator-Betrieb

In der aktiven Betriebsart kann das Dip-Meter auch zur Einspeisung an SWR- und an HF-Impedanzmeßbrücken verwendet werden. Es lassen sich Resonanzverstärker bei Empfängern und bei Sendern abgleichen. Beim Empfängerabgleich ist es günstig, den Oszillator des Dip-Meters mit einem NF-Signal zu modulieren, da dann zusätzliche Abgleichhilfen entfallen.

4.4. Messungen an Empfängern

Man kann die Resonanzfrequenz aller im Empfänger vorhandenen Schwingkreise feststellen. Dabei wird das Dip-Meter aktiv betrieben. Nimmt man den Empfängerabgleich mit einem nichtmodulierten Dip-Meter vor, so muß entweder der Empfänger ein S-Meter bzw. magisches Auge haben, oder am Demodulatorausgang wird ein Röhren- oder Transistor-Voltmeter angeschlossen. Das Dip-Meter koppelt man an die entsprechenden Stufen über eine kurze Drahtantenne oder über eine *Link*-Leitung an. Für den Abgleich mit einem modulierten Dip-Meter ist am NF-Ausgang des Empfängers ein Voltmeter anzuschließen, oder es wird nach Gehör abgeglichen. Der Oszillator eines Superhetempfängers oder der ZF-Überlagerer (BFO) kann in der passiven Betriebsart überprüft werden.

4.5. Messungen an Sendern

Bei einem abgeschalteten Sender können alle Schwingkreise mit dem aktiven Dip-Meter auf ihre Resonanzfrequenz überprüft werden. Arbeitet der Sender, so betreibt man das Dip-Meter passiv. Außerdem läßt sich das Dip-Meter zur Neutralisation von Senderstufen, zum Feststellen von parasitären Schwingungen, zum Nachweis von Nebenwellen, zum Abgleich von Filteranordnungen zur Unterdrückung von harmonischen und Nebenwellen, als Feldstärkemesser und als Monitor zur Modulationsüberwachung einsetzen.

4.6. Messungen an Antennen

Aktive Dip-Meter koppelt man induktiv im Bereich eines Strombauches und kapazitiv im Bereich eines Spannungsbauches an. Liegt der Spannungsbauch an einem Antennenende, dann ist zu berücksichtigen, daß eine um 1 bis 3 % geringere Resonanzfrequenz gemessen wird. Neben der Resonanzfrequenzbestimmung an Antennen können mit dem Dip-Meter auch Speiseleitungen gemessen und Mehrelement-Antennen abgeglichen werden.

4.7. Messungen an Spulen

Mit aktiven Dip-Metern lassen sich die Eigenresonanzen von HF-Drosseln und HF-Spulen ermitteln.
Durch Parallelschalten eines Kondensators bekannter Kapazität mit einer HF-Spule kann über die ermittelte Resonanzfrequenz die Induktivität der Spule errechnet werden. Es gilt:

$$L_x = \frac{25300}{Cf^2};$$

C in pF, f in MHz, L in µH.

Die Spulen- bzw. Schwingkreisgüte kann man bei gleichen Meßvoraussetzungen am Zeigerausschlag des Dip-Meters erkennen. Je größer der Zeigerausschlag, um so höher ist die Güte.

4.8. Messungen an Kondensatoren

Im Bereich hoher Frequenzen spielt auch die Eigenresonanz von Kondensatoren eine Rolle. Man kann sie ebenfalls mit dem Dip-Meter ermitteln. Der unbekannte Kondensator bildet mit einer Spule bekannter Induktivität einen Schwingkreis. Über die gemessene Resonanzfrequenz läßt sich die Kapazität des Kondensators ermitteln. Es gilt

$$C_x = \frac{25300}{Lf^2};$$

L in µH, f in MHz, C in pF.

4.9. Prüfen von Schwingquarzen

Die beiden Anschlüsse des Schwingquarzes werden über eine *Link*-Leitung mit Koppelspule mit der Dip-Meter-Spule gekoppelt. Das Dip-Meter arbeitet aktiv. Man kann aber auch den Schwingquarz an Stelle der Spule an das Dip-Meter anschließen. Die Schwingfrequenz läßt sich dabei aber nur mit einem Empfänger feststellen.

Literatur

[1] *Varteresz, V.:* Tranzistoros »dip-frekvenciamero«, Radiotechnika, H. 1/1969, S. 10

[2] *McCoy, L. G.:* A field-effect transistor dipper, Old Man, H. 8/1970, S. 27 bis 30, Reprint aus »QST«

[3] *Schubert, K.-H.:* Das Dip-Meter »RUFG-4« der Firma INCO, FUNKAMATEUR, H. 12/1975, S. 586 bis 587

[4] *Schubert, K.-H.:* Universalmeßgerät Dip-Meter mit Halbleiterbestückung, Elektronisches Jahrbuch 1975, Militärverlag der DDR, Berlin 1974, S. 171 bis 183

[5] *Schubert, K.-H.:* Frequenzmessung und Frequenzmesser, Band 6 der Reihe »Der praktische Funkamateur«, Deutscher Militärverlag, Berlin 1963

FET-Analogschalter Grundlagen

1. Einleitung

Feldeffekttransistoren [1] als elektronische Schalter eignen sich neben der weitverbreiteten Anwendung in der Digitaltechnik auch zum Schalten analoger Signale [2]. In der NF-Technik kann der FET-Analogschalter in nahezu idealer Weise Relais ersetzen, komplizierte Paketschalter vereinfachen helfen und schließlich direkt durch Sensortasten angesteuert werden.
Im Prinzip lassen sich auch Signale höherer Frequenz schalten, doch dann tritt die Wirkung der kapazitiven Blindwiderstände in den Vordergrund. Beim Schalten von analogen Gleichspannungssignalen sind besonders in hochohmigen Stromkreisen die FET-Restströme zu beachten.
Die wesentlichsten Vorteile des FET-Analogschalters sind:
- Steuerleistung praktisch Null,
- keine mechanischen Verschleißteile,
- Einfügen der Schalter-FET direkt an der gewünschten Trennstelle auf der Leiterplatte
- und damit keine Signalumwege über außerhalb liegende Kontakte.

2. Funktionsprinzip

Der FET ersetzt unter bestimmten Voraussetzungen das elektromagnetische Relais in der Schaltung nach Bild 1. An die Stelle des Kontakts tritt jetzt der Kanal zwischen Source und Drain, dessen Durchlaß- oder Sperrfähigkeit durch das Feld der Gateelektrode bei zwei Grenzwerten der Gatespannung bestimmt wird. Der FET-Analogschalter ist also ein digital gesteuertes elektronisches Relais zum Durchschalten oder zum Sperren analoger Signale.

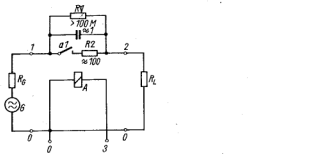


Bild 1 Ersatzschaltung des FET-Analogschalters (1/0 – Signaleingang, 2/0 – Signalausgang, 3/0 – Eingang für Steuerspannung, *R*1 Kanalsperrwiderstand, *R*2 Kanaldurchlaßwiderstand)

3. Nachbildung verschiedener Kontaktarten

Die beiden Kontaktfunktionen
- Arbeitskontakt (Signal durchgeschaltet, wenn Steuerspannung anliegt) und
- Ruhekontakt (Signal gesperrt, wenn Steuerspannung anliegt) sind durch die FET-Typen
- Anreicherung (selbstsperrend) und
- Verarmung (selbstleitend) zu realisieren. Die Kombination beider ersetzt das Relais mit Umschaltkontakt (Wechsler) entsprechend Bild 2.

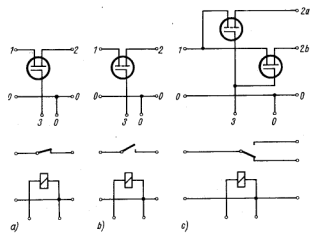


Bild 2 Nachbildung der verschiedenen Kontaktanordnungen mit FET; *a* – Ruhekontakt, *b* – Arbeitskontakt, *c* – Umschaltkontakt

4. Unterschiede der elektrischen Eigenschaften von mechanischem Kontakt und FET-Schalter

Beim Einsatz des FET statt eines mechanischen Kontakts muß man folgende Merkmale beachten:
- Signalspannungen und -ströme sind auf niedrigere Werte begrenzt.
- Der für die Schaltstrecke charakteristische Durchlaßwiderstand des Kanals $R_{DS\,ON}$ ist – je nach FET-Typ – mit 30 bis 500 Ω um Größenordnungen höher als beim mechanischen Kontakt.
- Der Kanalwiderstand des FET folgt nur angenähert dem Ohmschen Gesetz. Aus seiner verbleibenden Abhängigkeit von Signalpolung und -Amplitude ergeben sich Verzerrungen. Um diese vernachlässigbar klein zu halten, muß Abschnitt 5. beachtet werden!
- Steuer- und Signalkreis sind nicht entkoppelt.

5. Konsequenzen aus der Höhe des Kanalwiderstands bei der Schaltungsdimensionierung

Im durchgeschalteten Zustand darf in dem aus Quelle, Schalter und Last bestehenden Stromkreis nur ein kleiner Teil der Spannung über dem Schalter bleiben. Diese Regel muß um so stärker beachtet werden, je größer die Amplitude des Signals ist.
Die Erfüllung dieser Bedingung sichert nicht nur kleine Pegelverluste, sondern auch ein Minimum an nichtlinearen Verzerrungen. Die Praxis moderner NF-Verstärker kommt der gestellten Forderung entgegen, denn es wird in den Vorstufen nicht mit Leistungsanpassung gearbeitet.
Bei Spannungsanpassung gilt $R_G \ll R_L$; bei Stromanpassung ist es umgekehrt. Die Grundregel für den FET-Analogschalter lautet in jedem Fall $R_G + R_L \gg R_{DS\,ON}$. Der Quell- oder Lastwiderstand ist so groß, daß nur ein kleiner Strom über den Schalter fließt, so daß damit auch der Absolutwert der Spannung über dem Schalter gering bleibt. Da die Einsatzbedingungen in beiden Anpassungsfällen verschieden sind, unterscheidet man FET-Spannungsschalter und FET-Stromschalter.
In NF-Verstärkern wird im allgemeinen mit Spannungsanpassung gearbeitet, d. h., der Generatorwiderstand – dargestellt durch den ausgangsseitigen Innenwiderstand der vorangegangenen Verstärkerstufe – ist gegen den Lastwiderstand (Eingangswiderstand der folgenden Stufe) vernachlässigbar klein. In Verstärkern mit integrierten Schaltkreisen dagegen findet man häufig,

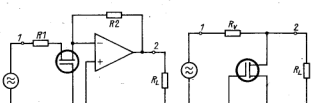


Bild 3 FET-Stromschalter ($U_{2\,0} \approx U_{1\,0(R2/R1)}$)

Bild 4 FET-Parallelschalter

besonders in Verbindung mit FET-Analogschaltern, die Stromanpassung (Bild 3). Der dynamische Eingangswiderstand des parallelserien-gegengekoppelten Verstärkers ist sehr klein, der Generatorwiderstand durch $R1$ dagegen hat einen sehr hohen Wert.

6. Andere Schalterkonfigurationen

Nach Bild 2 war der FET-Schalter genauso in den Stromkreis einzufügen wie ein elektromechanisches Relais. Die Schaltstrecke lag mit Quelle und Last in Reihe, es handelte sich um den FET-Serienschalter. In bestimmten Fällen, z. B. dann, wenn Quell- und Lastwiderstand relativ hoch sind, ist es günstiger, den Schalter-FET einseitig an Masse zu legen. Dieser FET-Parallelschalter (Bild 4) kann auch mit einem oder zwei FET-Serienschaltern kombiniert werden. Es entsteht dann eine L- oder T-förmige Anordnung. Kombinierte Parallel- und Serien-FET müssen bei gleichem FET-Typ gegensinnig angesteuert werden, oder man muß – wie in Bild 2c – Anreicherungs- und Verarmungstyp gemischt anwenden (s. auch Literatur über FET-Chopper, z. B. [1]).

7. Die für den Analogschalter wichtigsten FET-Kennwerte

In der Tabelle sind die für den FET-Analogschalter wichtigsten Kennwerte der MOSFET aus der DDR-Produktion zusammengestellt. Als Grenzwerte der Gatespannung haben sich für alle genannten FET-Typen 0 V und etwa −12 V bewährt. Die im Sperrzustand gemessenen Werte des Kanalwiderstands $R_{DS\ OFF}$ waren in allen Fällen > 1 GΩ. Die Grenzwerte des Herstellers werden beim Analogschalter-Einsatz in Vorverstärkern in keinem Fall erreicht oder gar überschritten. Die zum Teil recht erheblichen Parameterstreuungen der FET werden bei kleinen Signalspannungen durch die gewählten Gatespannungsgrenzwerte weitgehend eliminiert. Die Kapazität zwischen Source und Drain des gesperrten FET liegt in der Größenordnung von 1 pF. Gegenüber dem mechanischen Kontakt treten also in dieser Beziehung keine zusätzlichen Bedingungen auf.

8. Einflüsse des FET-Substrats auf die Schaltereigenschaften

Das FET-Substrat (Bulk) ist von Source und Drain durch je eine pn-Schicht getrennt. Praktisch wirkt sich das so aus, als würden sich parallel zum Kanal zwei gegeneinandergeschaltete

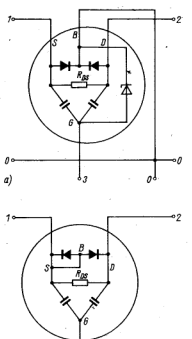


Bild 5 FET-Serienschalter, Ersatzschaltbild mit Sperrschichten; a – p-Kanal-FET, b – n-Kanal-FET

Dioden befinden. Liegt die pn-Schicht parallel zur Quelle (Bild 5a), dann entsteht eine Begrenzerwirkung, sobald die Scheitel der entsprechend gepolten Halbwellen die Flußspannung der Sperrschicht erreichen; der Klirrfaktor steigt an. Liegt die pn-Schicht zwischen Quelle und Last (Bild 5b), dann brechen die Signalspitzen bei gesperrtem Schalter durch, sobald die Flußspannung überschritten wird. Die Verarbeitung größerer Signalspannungen konnte nur angedeutet werden. Näheres findet der Leser in [2]. Amateure sollten sich zunächst mit der Anwendung der FET-Analogschalter auf NF-Vorverstärker und damit auf Signalspannungen bis $U_{eff} \approx 300$ mV beschränken. Praktische Hinweise zur Anwendung von Feldeffekttransistoren werden in [3] gegeben.

Literatur

[1] *Lessen, E.:* Feldeffekttransistoren – Eigenschaften und Anwendungen, Band 131 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1974

[2] *Frommhold, E. A.:* Der MOSFET als Schalter für Analogsignale. Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, in Vorbereitung

[3] *Jakubaschk, H.:* MOSFET-Schaltungspraxis, Band 143 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1976

Tabelle MOS-Feldeffekttransistoren der DDR, statische Kennwerte für den Einsatz als Schalter (nach Herstellerangaben)

Typenbezeichnung	Kanaldotierung	Leitungstyp	R_{DSON} in Ω	bei U_{GS} in V	R_{DSOFF} in Ω	bei U_{GS} in V	Zustand bei $U_{GS} = 0$
SM 103	n	Verarmung	350	0	> 1 M	−9	Durchlaß
SM 104	n	Verarmung	500	0	> 1 M	−7	Durchlaß
SMY 52	p	Anreicherung	55	−12	100 M	0	Sperrung
SMY 50[1]	p	Anreicherung	200	−12	100 M	0	Sperrung
U 105 D[2]	p	Anreicherung	200	−12	100 M	0	Sperrung
SMY 60[3]	p	Anreicherung	250	−12	> 100 M	0	Sperrung

[1] Doppel-FET, Anwendung begrenzt, weil Source T2 mit Substrat verbunden
[2] Sechsfach-FET, Sourceanschlüsse intern verbunden
[3] Doppel-FET ohne Gateschutzdioden

FET-Analogschalter – Eigenschaften

1. Einleitung

Die wichtigsten Eigenschaften der FET-Analogschalter sind
- das Verhältnis von Durchlaß- zu Sperrdämpfung und
- der Klirrfaktor des durchgeschalteten Signals.

Zur Beurteilung seiner Brauchbarkeit und zur Dimensionierung von Schaltungen muß die Abhängigkeit dieser Größen von den folgenden Parametern bekannt sein:
- Lastwiderstand (beim Spannungsschalter),
- Quellwiderstand (beim Stromschalter),
- Gatespannung (zugleich Steuerspannung des Schalters),
- Signalamplitude.

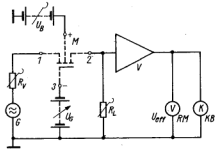
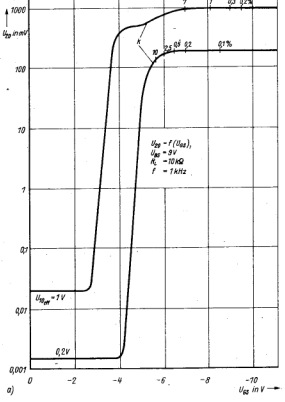


Bild 1 Meßschaltung zur Prüfung von FET-Analogschaltern, *G* – Signalquelle: Tongenerator *GF 20*, R_V – Vorwiderstand: 0 bis 1 kΩ, U_B – Substratvorspannung: 0 bis 9 V, *M* – Meßobjekt: FET-Analogschalter, U_G – Gatevorspannung: 0 bis 25 V, R_L – Lastwiderstand: 0,3 bis 33 kΩ; *V* – Meßverstärker: *A 109 C* (Verstärkung einstellbar von 1 bis 40 dB), *RM* – Ausgangsspannungsmesser: Röhrenvoltmeter *QRV 2*, *KB* – Verzerrungsmesser: Klirrfaktormeßbrücke *C 6-1* (UdSSR)



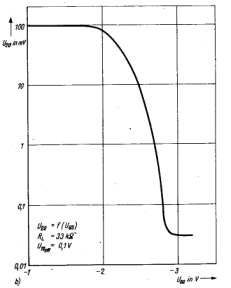


Bild 2 *a* – Ausgangsspannung eines FET-Serienschalters mit *SMY 52* in Abhängigkeit von der Steuerspannung, *b* – Ausgangsspannung eines FET-Serienschalters mit *SM 103* in Abhängigkeit von der Steuerspannung

2. Prüfung von FET-Analogschaltern

Bild 1 zeigt die Anordnung eines Analogschalter-Meßplatzes. Die Klirrfaktor-Meßbrücke läßt sich gegebenenfalls durch einen Oszillografen ersetzen, mit dem man Abweichungen des Signals von der Sinusform ebenfalls erkennen kann.

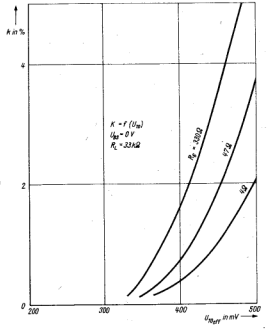
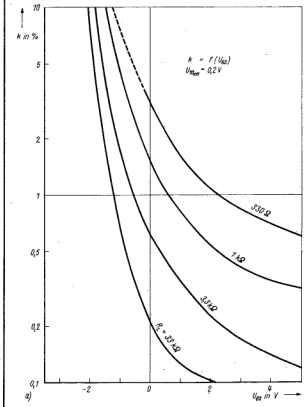


Bild 3 Serienschalter mit *SMY 51*, Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Generatorspannung und vom Quellwiderstand



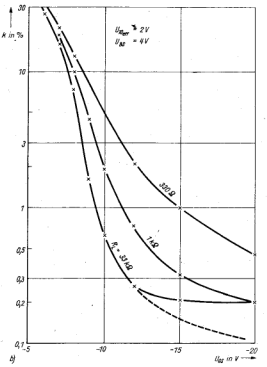


Bild 4 *a* – Serienschalter mit *SM 103*, Klirrfaktor in Abhängigkeit von Steuerspannung und Lastwiderstand, *b* – Serienschalter mit *SMY 52*, Klirrfaktor in Abhängigkeit von Steuerspannung und Lastwiderstand

3. Meßergebnisse

Die nachfolgenden Meßergebnisse bestätigen die Richtigkeit der im Blatt »Grundlagen des FET-Analogschalters« gemachten Angaben. Die grafisch dargestellten Beziehungen zwischen den Parametern sind leichter einzuprägen, und sie bilden vor allem die Grundlage zur Dimensionierung der Schaltungen.
Bild 2a zeigt die Abhängigkeit der Schalterausgangsspannung U_{20} von der Steuerspannung U_{30}. Aus dieser Charakteristik ist

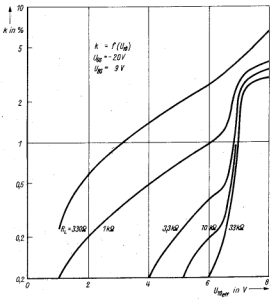


Bild 5 Serienschalter mit *SMY 52*, Abhängigkeit des Klirrfaktors von Generatorspannung und Lastwiderstand

folgendes zu ersehen: Bei einer niedrigen Schaltereingangsspannung ($U_{eff} \approx 0{,}2$ V) wird der Schalter von $U_{GS} = 0$ bis -4 V gesperrt und bei $U_{GS} \geq 6{,}5$ V geöffnet. Mit abnehmender Gatespannung steigt der Klirrfaktor rasch an. Das Übergangsgebiet von -4 bis $-6{,}5$ V muß also so schnell durchlaufen werden, daß Verzerrungen nicht wahrzunehmen sind.
Die Gatespannungsbetriebswerte müssen ausreichend weit vom Übergangsgebiet entfernt sein, damit die relativ großen Kennlinienstreuungen der FET nicht den Einsatz gefährden. Der Wert 0 V bietet sich aus praktischen Erwägungen an. Als Durchlaßspannung genügt in diesem Beispiel auf Grund der kleinen Signalamplitude ein Wert von -8 V. Die zweite Kurve mit der wesentlich höheren Schaltereingangsspannung zeigt, daß sich der für Sperrung und für Durchlaß zulässige Gatespannungsbereich eingengt hat. Der Übergangsbereich erstreckt sich jetzt von $-2{,}5$ bis -8 V.
Bild 2b zeigt die Charakteristik des *SM 103*. Bei ihm wird das Signal von 0 bis $-1{,}8$ V durchgeschaltet und ab $-2{,}8$ V gesperrt. Durch die innere Verbindung zwischen Substrat und Source hat der *SM 103* ein schlechteres Sperrverhalten als der p-Kanal-FET.

Bild 3 zeigt die Begrenzerwirkung der parallel zur Quelle liegenden pn-Schicht, wenn das Substrat nicht positiv vorgespannt, sondern einfach geerdet ist. Der Klirrfaktor steigt an, sobald die Signalamplitude die Größenordnung der Flußspannung der Sperrschicht erreicht.
Aus Bild 4a und Bild 4b ersieht man, welchen Einfluß der Wert des Lastwiderstands auf den Klirrfaktor des durchgeschalteten Signals hat. Dabei ist zu bemerken, daß in der Schaltung nach Bild 4b eine relativ große Signalspannung anliegt; bei kleinerem Signal genügen niedrigere Gatespannungen, um k ausreichend zu vermindern.
Der Einfluß des Lastwiderstands auf die bei einem bestimmten k-Wert zulässige Signalamplitude ist in Bild 5 dargestellt. Der rasche k-Anstieg bei $U_{10eff} > 6$ V ergibt sich daraus, daß sich die Scheitelwerte des Signals der Substratvorspannung nähern und damit ebenfalls die Begrenzerwirkung einsetzt.
Schließlich ist noch die Wirkung der Durchgangskapazität C12 des gesperrten Schalters zu beachten. Die Sperrwirkung verschlechtert sich mit steigender Frequenz.
Mit Kenntnis dieser Zusammenhänge dürfte es möglich sein, sicher funktionierende FET-Analogschalter aufzubauen.

FET-Analogschalter – Anwendungen

1. Einleitung

Die komplette Schaltung eines FET-Analogschalters unterscheidet sich nicht von der Prinzipschaltung in Bild 2 des Blattes »Grundlagen von FET-Analogschaltern«. Die bestechende Einfachheit des Analogschalters wird durch die wenigen Regeln und Abgrenzungen kaum beeinträchtigt. Diese grundsätzlichen Richtlinien müssen aber noch durch einige applikative Hinweise ergänzt werden.

2. Einfluß von Gleichspannungsanteilen

In der Praxis weist das Signal meist einen gegenüber der maximalen Amplitude großen Gleichspannungsanteil auf. Auch der Lastwiderstand ist nicht gleichspannungsfrei. Eine direkte Kopplung ist nur zwischen den Stufen eines unveränderlichen Verstärkerbausteins möglich. Signale werden stets gleichstromfrei über eine kapazitive Kopplung der Funktionsgruppen umgeschaltet. Nimmt man in elektroakustischen Geräten Umschaltungen vor, so knackt es üblicherweise. Beim Umschalten von Verstärkern in Meßgeräten springt oft der Zeiger des Instruments mehr oder weniger. Diese im Zusammenhang mit dem FET-Schaltereinsatz interessierende Erscheinung hat nach Bild 1 folgende Ursache:
Im offenen Zustand des Schalters nimmt Punkt B ein Potential zwischen O und C an, je nachdem, in welchem Verhältnis die Isolationswiderstände R_{is} zueinander stehen. Meist besteht auch ein Unterschied zwischen den Potentialen A und C. Je größer der Spannungsunterschied zwischen den Punkten A und B ist, um so größer wird auch der bei Kontaktgabe entstehende Störimpuls. Diese unerwünschte Erscheinung läßt sich nur mit zweiseitiger Gleichspannungsfreiheit des Kontakts beseitigen (Bild 2). Dabei handelt es sich zugleich um die Schaltung, die es ermöglicht, den FET-Analogschalter komplikationslos einzufügen. Sie hält nicht nur die Gleichspannung aus Quelle und Last von Source und Drain fern, sondern stellt auch die ohmsche Verbindung nach 0 her, die für die Bezugnahme der Gatevorspannung auf den Kanal erforderlich ist. Würde auf einer Kontaktseite das *RC*-Glied wegfallen, so wäre dort Drain oder Source vorgespannt. Dieser Betriebsfall ist im Prinzip ebenfalls möglich.

3. Die Gatespannung

Wie aus der Charakteristik in Bild 2 des Blattes »FET-Analogschalter-Eigenschaften« hervorgeht, ist der Zustand »Sperrung« oder »Durchlaß« jeweils über einen bestimmten Bereich der Gatespannung gewährleistet. Dieser Bereich wird mit ansteigender Signalamplitude enger. Bei in NF-Verstärkern auftretenden Signalspannungen ist der Toleranzbereich der Gatespannung relativ groß. Der Gatespannungswert ist also nicht kritisch, und es werden auch keine besonderen Anforderungen an Stabilität und Störspannungsfreiheit gestellt. Nur höherfrequente Überlagerungen, steile Spitzen und Sprünge der Gatespannung übertragen sich über die Gatekapazität in den Signalweg.

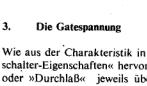


Bild 1 Bildung eines Störimpulses beim Schalten durch Umladung der Koppelkapazität

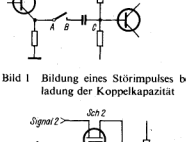


Bild 2 Störfreie Umschaltung und Einsatz von FET-Schaltern

4. Verzögertes Schalten

Führt man die Gatespannung über ein *RC*-Glied zu, so wird folgendes erreicht:
- Eventuell störende Überlagerungen der Gatespannung werden ausgesiebt.
- Das Signal wird nicht abrupt geschaltet, sondern »ein- und ausgeblendet«.

Wegen der nahezu leistungslosen Steuerung kann R sehr groß (> 1 MΩ) und C entsprechend klein sein. Während des Aus- und Einblendvorgangs treten aber bereits bei relativ kleinen Signalspannungen Verzerrungen auf, die bei zu großer Zeitkonstante stören können; ggf. sind verzerrungsmindernde Maßnahmen erforderlich wie beim FET-Steller [6].

5. Zuführung der Gatespannung

5.1. Umschaltung mit mechanischen Kontakten

Bild 3 zeigt, wie bei den verschiedenen FET-Grundtypen einzelne Kanäle durchgeschaltet werden können. In Bild 3b bewirken die Ableitwiderstände (≥ 1 MΩ), daß die Gates der gesperrten FET auf Nullpotential liegen. Werden *RC*-Glieder in die Gateleitung eingefügt, so ist die Zeitkonstante der Auf- und Entladung über die Widerstände zu beachten (Bild 4).

5.2. Bistabiler FET-Schalter

Läßt man in der Schaltung nach Bild 4 den Ableitwiderstand *R2* weg, so entsteht, wenn erhöhte Anforderungen an die Isolation des Gatekreises gestellt werden, der FET-Analogschalter mit 2 Ruhelagen, indem sich die Ladung der Größe 0 oder $U_G C$ über eine relativ lange Zeit hält (Bild 5). In der Einleitung zu [1] werden bereits wichtige Hinweise zum Isolationsproblem gegeben. Während *Teflon* als idealer Isolierwerkstoff nur schwer erhältlich ist, steht dem Amateur *Polystyrol* (Plasteteile des Systems *Amateurelektronik*; Plaste-Haushaltartikel) stets zur Verfügung. Gateisolator, Kunststoff-Folie-Kondensatoren (Styroflex) und Polystyrol-Isolierteile haben Isolationswiderstände von $\geq 10^{14}\,\Omega$. In Verbindung mit einer Freiluftverdrahtung oder mit konzentrischem HF-Kabel werden selbst mit kleinen Kapazitätswerten (1 nF) erstaunlich lange Haltezeiten für den FET-Schalter erreicht. Es ist zu beachten, daß handelsübliche Kippschalter und Tasten aus Isolierpreßstoffen nicht den Isolationsanforderungen entsprechen, sondern daß nur polystyrolisolierte Tasten und Schalter in Frage kommen.

5.3. Ansteuerung durch Sensortasten ([1] bis [4])

Werden in der Schaltung nach Bild 5 an Stelle der Kontakte Sensortasten eingefügt, so bleibt die in 5.2. beschriebene Funktion erhalten. Bei Netzanschlußgeräten ohne Schutzerdung fügt man auch in die Leitung zur Gatespannungsquelle und nach Masse einen Berührungsschutzwiderstand ein.
Die Sensortaste selbst muß die gleichen Isolationsanforderungen erfüllen wie der gesamte Gatekreis.
Die idealen Isolationsbedingungen wie bei den FET-Typen *SM 103* und *SM 104* sowie beim *SMY 60* liegen bei den übrigen

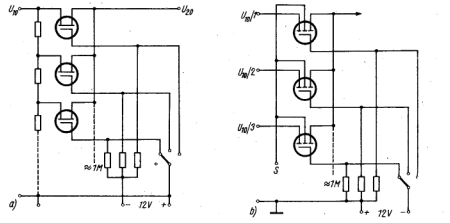


Bild 3 Ansteuerung der FET mit Stufenschaltern; *a* – Umschaltung eines Spannungsteilers mit Verarmungs-FET, *b* – Anreicherungs-FET (Substrat an + oder Masse)

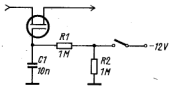


Bild 4 Verzögertes Schalten

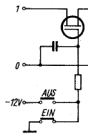


Bild 5 Bistabiler FET-Schalter mit Ansteuerung durch mechanische Kontakte oder Sensortasten

MOSFET der DDR-Produktion durch die integrierten Gateschutzdioden nicht mehr vor. Der Diodensperrstrom führt die Speicherladung schneller ab, und es sind größere Kapazitätswerte erforderlich. Zugleich sinken allerdings die Anforderungen an die Qualität aller übrigen Isolatoren des Gatekreises.

5.4. Sonstige Ansteuermöglichkeiten

Weitere Möglichkeiten der Ansteuerung von FET-Analogschaltern sind in [5] angegeben. Es kommen Multivibratoren oder Trigger in Frage. Gleichzeitiges Schalten mehrerer Kanäle in unterschiedlicher Kombination wird über eine Diodenmatrix vorgenommen. Der bistabile FET-Schalter kann auch durch Ladungsimpulse unterschiedlicher Polung betätigt werden.

Literatur

[1] *Jakubaschk, H.:* MOSFET-Schaltungspraxis, Band 143 der Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, Berlin 1976

[2] Kombinat VEB Funkwerk Erfurt, Informationsschrift MOS-Feldeffekttransistoren – Applikationsbeispiele, Ausgabe 1973

[3] *Jungnickel, H.* u. a.: Berührungsschalter, radio-fernsehen-elektronik, 23 (1974) H. 13, S. 428 bis 430

[4] *Streng, K. K.:* Sensortasten und Ultraschallfernbedienung, Elektronisches Jahrbuch 1976, Militärverlag der DDR, Berlin 1976

[5] *Frommhold, E. A.:* Der MOSFET als Schalter für Analogsignale, Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, in Vorbereitung

[6] *Sodtke, W.:* Regelschaltung mit Feldeffekttransistoren, Funkschau 41 (1969) H. 7, S. 189 bis 191

1. Reststromverhalten

Die Restströme der Transistoren (I_{CBO} Kollektorreststrom der Basisschaltung mit offenem Emitter, I_{CEO} Kollektorreststrom der Emitterschaltung mit offener Basis) sind nicht ein spezieller Transistoreffekt, sondern der Ausdruck dafür, daß jeder Halbleiter eine gewisse Leitfähigkeit hat. Die Leitfähigkeit eines Halbleiters ist stark temperaturabhängig. Mit wachsender Temperatur werden immer mehr Elektronen aus der äußeren Elektronenschale der Kristallatome frei, und es bildet sich eine zunehmend größere Anzahl von Ladungsträgerpaaren. Bei Erhöhung der Kristalltemperatur ϑ_j (auch Sperrschichttemperatur genannt) im Transistor erhöhen sich – je nach Schaltungsart – die Restströme erheblich. Diese Erhöhung verschiebt das Ausgangskennlinienfeld angenähert um den Zuwachs der Restströme. Außerdem ändert sich die gegenseitige Lage der Kennlinien, sie werden etwas steiler. Das führt zu einer Verschiebung des Arbeitspunktes. Dadurch verändern sich auch die Wechselstromeigenschaften, wie Verstärkung, Eingangs- und Ausgangswiderstände. Wandert der Arbeitspunkt durch Erwärmung über die von der Leistungshyperbel gezogene zulässige Grenze, so wird der Transistor zerstört. Man bezeichnet das allgemein als Wärmetod, da er durch thermische Einflüsse hervorgerufen wird. Soll der Kollektorstrom I_C seinen Wert auch bei Temperaturerhöhung behalten, so muß die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} verringert werden, um den Einfluß der Temperaturzunahme auf den Kollektorstrom I_C zu kompensieren. Das gesamte Problem der Konstanthaltung des Arbeitspunktes läuft darauf hinaus, die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} gegenläufig zum Temperatureinfluß zu steuern.

1.1. Stabilisierung des Arbeitspunktes

Je nach Schaltung und Anforderung wendet man nachstehend genannte Schaltungen an.

1.1.1. Gleichstromgegenkopplung über den Emitterwiderstand R_E

Bei der Stromgegenkopplung nach Bild 1 legt man einen Widerstand R_E in die Emitterleitung.

Wirkungsweise

Erhöht sich durch Temperaturzunahme der Kollektorstrom I_C, so steigen auch der Emitterstrom I_E und somit auch die Spannung am Emitterwiderstand U_{RE} an. Durch den Spannungsteiler $R1$, $R2$ wird die Spannung U_{R2} über dem Widerstand $R2$ konstant gehalten. Da $U_{R2} = U_{EB} + U_{RE}$ ist, verringert sich, durch das Ansteigen von U_{RE}, die positive Spannung des Emitters U_{EB} gegenüber der Basis etwas. Bei kleinerer Spannung U_{EB} verringert sich der Basisstrom I_B, so daß der Kollektorstrom I_C auf den alten Wert zurückgeführt wird.

Hinweis

Für eine gute Stabilisierung ist ein Spannungsabfall von etwa 1 V an R_E fast immer ausreichend. Meist wird der Emitterwiderstand kapazitiv überbrückt, damit zwar die arbeitspunktstabilisierende Gleichstromgegenkopplung, aber nicht gleichzeitig eine Wechselstromgegenkopplung auftritt.

Anwendung

Verstärkerstufen, Endstufen kleiner Leistung (A-Verstärker).

1.1.2. Gleichspannungsgegenkopplung

Bei der Spannungsgegenkopplung wird der Basisspannungsteiler $R1$, $R2$ zwischen Kollektorwiderstand R_C und Masse gelegt (Bild 2).

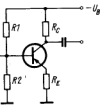


Bild 1 Stromgegenkopplung über Emitterwiderstand

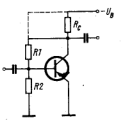


Bild 2 Spannungsgegenkopplung über Kollektorwiderstand

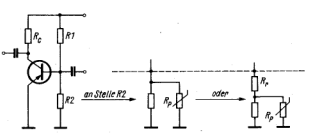


Bild 3 Stabilisierung durch Heißleiter

Wirkungsweise

Die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} ist durch den Spannungsteiler $R1$, $R2$ stets ein Bruchteil der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE}. Steigt bei einer Temperaturerhöhung der Kollektorstrom I_C, so steigt auch die Spannung am Kollektorwiderstand R_C. Dadurch sinken die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} und auch die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} ab. Ein Absinken von U_{BE} verringert den Basisstrom I_B und somit den Kollektorstrom I_C auf den alten Wert.

Hinweis

Die Stabilisierung wird um so wirksamer, je größer der Kollektorwiderstand R_C ist. R_C soll mindestens 1/5 der Batteriespannung U_B aufnehmen. R_C muß ein ohmscher Widerstand sein, da an ihm Gleichspannungsänderungen auftreten müssen. Soll die Wechselspannungsgegenkopplung reduziert werden, so muß man $R1$ in zwei Widerstände aufteilen, zwischen diese Widerstände und Masse ist ein Kondensator zu schalten.

Anwendung

Vorverstärker, Eingangsstufen.

1.1.3. Stabilisierung durch Heißleiter

In den Basis-Spannungsteiler $R1$, $R2$ wird an Stelle von $R2$ eine Kombination aus Widerstand und Heißleiter eingesetzt (Bild 3).

Wirkungsweise

Bei Erhöhung der Temperatur nimmt der Widerstand des Heißleiters ab. Dadurch sinkt auch der Widerstand der *R*2-Kombination. Die Spannung über der *R*2-Kombination, die gleich der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} ist, wird kleiner. Der Basisstrom I_B wird kleiner und führt den Kollektorstrom I_C bei entsprechender Dimensionierung auf seinen alten Wert zurück.

Hinweis

Der Heißleiter soll so montiert werden, daß er die gleiche Temperatur wie der Transistor annimmt.

Anwendung

Endstufen mittlerer und großer Leistungen.

1.1.4. Prinzip der halben Speisespannung

Eine Transistorstufe, nach diesem Prinzip dimensioniert, ist von vornherein temperaturstabil. Bei Temperaturerhöhung vergrößert sich also die Verlustleistung P_V nicht. Es gilt

$$U_{CE} = U_{RC} = \frac{U_B}{2} \quad \text{(Bild 4)}.$$

Wirkungsweise

Erhöht sich die Temperatur, so steigt der Kollektorstrom I_C und damit die Spannung über dem Kollektorwiderstand U_{RC}. Dadurch sinkt die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE}, d. h., die Verlustleistung P_V steigt nicht an. Der Arbeitspunkt verschiebt sich zwar im Kennlinienfeld, übersteigt aber nicht die Leistungshyperbel.

Hinweis

Eine Kombination dieser Schaltung mit Strom- oder Spannungsgegenkopplung ist in bestimmten Fällen sinnvoll.

Anwendung

Verstärker in *RC*-Kopplung, Impedanzwandler.

2. Einfluß der Verlustleistung

Eine Temperaturerhöhung der Sperrschichttemperatur ϑ_j im Transistor kann zwei Ursachen haben. Einmal ändert sich ϑ_j bei Änderung der Umgebungstemperatur. Zum anderen ändert sich ϑ_j, wenn sich der Transistor auf Grund des durchfließenden Stromes selbst erwärmt. Solange der Transistorstufe keine Wechselstromleistung entnommen wird, setzt sich die gesamte zugeführte Gleichstromenergie im Inneren des Transistors (und in den Widerständen des Kollektorkreises) in Wärme um. Wird diese entstehende Wärme nicht schnell genug abgeführt, erhöht sich die Sperrschichttemperatur ϑ_j, bis es zur Zerstörung des Transistors kommt. Da im Transistor das größte Spannungsgefälle in der Kollektor-Basis-Grenzschicht auftritt, genügt es, zur Berechnung der Erwärmung die Kollektorverlustleistung P_V anzusetzen:

$$P_V = U_{CE} I_C. \qquad (1)$$

2.1. Thermische Stabilisierung durch gute Wärmeableitung

Die sich im Betrieb erhöhende Sperrschichttemperatur ϑ_j erfordert, einmal die im Transistor auftretende Wärme nach außen abzuleiten, und zum anderen, einen Grenzwert für

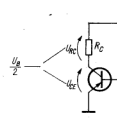


Bild 4 Prinzip der halben Speisespannung

ϑ_j festzulegen. Dieser Wert wird vom Hersteller angegeben. Er liegt bei

- Germaniumtransistoren bei 60 bis 100 °C,
- Siliziumtransistoren bei 120 bis 200 °C.

Es sind zwei Fälle zu unterscheiden:

- Bei Transistoren mit kleiner Verlustleistung P_V, bis etwa 500 mW (R_{th} > 15 K/W), wird die Wärme direkt vom Gehäuse an die umgebende Luft abgeleitet. Bei diesen Transistoren wird vom Hersteller der gesamte Wärmewiderstand R_{th} zwischen Sperrschicht und Umgebung gemessen und angegeben. Wenn nötig, sieht man eine zusätzliche Wärmeableitung mit Kühlschellen vor.
- Bei Leistungstransistoren wird die Wärme durch Kühlprofile, -körper oder -bleche abgeleitet. Dabei unterteilt man den Wärmewiderstand R_{th} in einen inneren Wärmewiderstand R_{thj}, der durch den Aufbau innerhalb des Transistors festliegt und den der Hersteller angibt, sowie einen äußeren Wärmewiderstand R_{tha}, der den Wärmewiderstand zwischen Transistorgehäuseboden und Umgebung darstellt. Im äußeren Wärmewiderstand R_{tha} sind der Wärmewiderstand des Kühlbleches (R_{thK}) und der Isolierscheibe (R_{thiso}) sowie die einzelnen Wärmeübergangswiderstände enthalten. Die Zusammenhänge werden mit einer thermischen Ersatzschaltung beschrieben. Daraus läßt sich für die Berechnung des Wärmewiderstandes von Kühlblechen R_{thK} ableiten:

$$R_{thK} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_u}{P_V} - R_{thj} \qquad \text{für direkte Montage,} \quad (2)$$

$$R_{thK} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_u}{P_V} - R_{thj} - R_{thiso} \qquad \text{für isolierte Montage.} \quad (3)$$

In den Gleichungen bedeuten:

R_{thK} – Wärmewiderstand des Kühlblechs in K/W,
ϑ_j – Sperrschichttemperatur in °C,
ϑ_u – maximale Umgebungstemperatur in °C,
P_V – Gleichstromverlustleistung in W,
R_{thj} – innerer Wärmewiderstand des Transistors in K/W,
R_{thiso} – Wärmewiderstand der Isolierscheibe in K/W (s. Tabelle 1).

Tabelle 1 Wärmewiderstand R_{thiso} von Isoliermaterial

Material	Dicke der Scheibe	R_{thiso} ungefettet	R_{thiso} beidseitig gefettet
	in µm	in K/W	in K/W
Glimmer	50	1,25	0,5
Glimmer	100	1,5	0,7
Glimmer	150	2,5	1,7
Glimmer	400	3,2	2,5
eloxiertes Aluminium	38	–	0,4
eloxiertes Aluminium	300	–	0,5

2.2. Berechnung von Kühlblechen mit Formeln

Die Berechnung von Kühlblechen wird nach Näherungsformeln vorgenommen, die in der Praxis ausreichend sind. Den Wärmewiderstand eines Kühlbleches R_{thK} errechnet man nach der Formel

$$R_{thK} = \frac{3{,}3\sqrt[4]{C}}{\sqrt{\lambda d}} + \frac{650C}{A}. \qquad (4)$$

Diese Näherungsformel gilt für annähernd quadratische Kühlbleche, wenn der Transistor, in der Mitte montiert, die einzige Wärmequelle darstellt. Die Werte für C und λ gelten in ruhender Luft bis zu einer Umgebungstemperatur von $\vartheta_u \approx 45$ °C, wenn keine anderen wärmestrahlenden Teile in der Nähe sind.

Thermische Probleme bei Transistoren (Blatt 2)

In der Gleichung bedeuten:

R_{thK} – Wärmewiderstand des Kühlblechs in K/W,
λ – Wärmeleitwert des Kühlblechs in W/K cm (s. Tabelle 2),
d – Dicke des Kühlblechs in mm,
A – Fläche des Kühlblechs in cm²,
C – Korrekturfaktor für Lage und Oberflächenbeschaffenheit des Kühlblechs (s. Tabelle 3).

Tabelle 2 Wärmeleitwert λ von Metallen

Material	in W/K cm
Aluminium	2,1
Kupfer	3,8
Messing	1,1
Stahl	0,86
Bronze	0,42
Zink	1,2

Tabelle 3 Korrekturfaktor C

Lage	Oberfläche			
	C blank	C geschwärzt	$\sqrt[4]{C}$ blank	$\sqrt[4]{C}$ geschwärzt
senkrecht	0,85	0,43	0,96	0,81
waagerecht	1,0	0,5	1,0	0,84

Zur Berechnung der Kühlblechfläche A gilt dann

$$A = \frac{650C}{R_{thK} - \frac{3{,}3\sqrt[4]{C}}{\sqrt{\lambda d}}} \quad (5)$$

Beispiel

Ein Leistungstransistor *GD 240* arbeitet mit den Parametern $\vartheta_j = 90$ °C, $R_{thj} = 4$ K/W, $\vartheta_u = 35$ °C, $-I_C = 1$ A, $-U_{CE} = 5$ V. Das Kühlblech soll aus blankem Aluminium von 2 mm Dicke bestehen sowie direkt und senkrecht montiert werden.
Es ist die Kühlblechfläche zu berechnen.
Aus der Gl. (1) und Gl. (2) ergibt sich $R_{thK} = 7$ K/W.
Mit Gl. (5) folgt dann für die Kühlblechfläche A = 108 cm².

2.3. Auswahl von Kühlblechen nach Diagramm

Sehr einfach kann man die Kühlblechfläche aus einem Diagramm ermitteln.
In diesem Diagramm ist die Übertemperatur des Transistorgehäuses ϑ_a in Abhängigkeit von der Kantenlänge des Kühlblechs mit der Verlustleistung P_V als Parameter dargestellt (Bild 5). Für die Übertemperatur ϑ_a gilt:

$$\vartheta_a = \vartheta_j - \vartheta_u - P_V R_{thj} \quad \text{für direkte Montage,} \quad (6)$$

$$\vartheta_a = \vartheta_j - \vartheta_u - P_V (R_{thj} + R_{thiso}) \quad \text{für isolierte Montage.} \quad (7)$$

Für die Auswahl des Kühlblechs gelten folgende Randbedingungen:
– Das Kühlblech muß annähernd quadratisch sein, der Transistor muß, in der Mitte montiert, die einzige Wärmequelle darstellen.

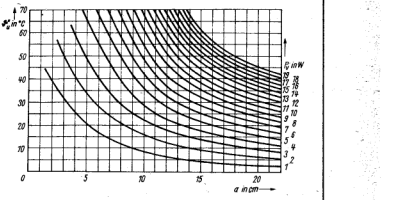


Bild 5 Zur Auswahl der Kühlfläche

– Die Umgebungstemperatur darf maximal $\vartheta_u \approx 45$ °C betragen, wenn keine anderen wärmestrahlenden Teile in der Nähe sind.

Gegenüber Berechnungen bestehen folgende Vorteile:
– Die Kühlblechauswahl ist einfach, da nur zwei Parameter, die Verlustleistung P_V und die Übertemperatur ϑ_a, berechnet werden müssen.
– Das Kühlblech ist nach der Auswahl als Kantenlänge gegeben.

Demgegenüber bestehen als Nachteile:
– Die Kurven gelten nur für
· Aluminiumblech der Dicke 2 mm bis 3 mm,
· blanke Oberfläche und senkrechte Lage,
· Verlustleistungen bis $P_V = 19$ W.
– Liegt die berechnete Übertemperatur ϑ_a im Diagramm in der Nähe der ϑ_a, bei der die Verlustleistung P_V beginnt, so ist eine Auswahl des Kühlblechs nicht mehr möglich.

Beispiel

Zum Vergleich werden die gleichen Parameter benutzt wie im vorausgegangenen Berechnungsbeispiel. Es ist die Kühlblechgröße auszuwählen.
Aus Gl. (1) und Gl. (6) erhält man $P_V = 5$ W und $\vartheta_a = 35$ °C. Mit diesen Werten ergibt sich aus dem Diagramm die Kantenlänge a = 10,6 cm.
Die Kühlblechfläche ist also $A = (10{,}6\text{ cm})^2 = 112{,}36\text{ cm}^2$. Der Vergleich zeigt, daß beide Verfahren zueinander nur geringe Toleranzen aufweisen und für die Praxis ausreichend sind.

Literatur

[1] *Schröder, H.:* Elektrische Nachrichtentechnik, II. Band, C. Transistoren, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde 1966
[2] *Paul, R.:* Transistormeßtechnik, 1.4. Thermische Kennwerte, VEB Verlag Technik, Berlin 1966
[3] *Zimmermann, R.:* Kühlvorrichtungen für Transistoren, radio-fernsehen-elektronik 25 (1976) H. 22., S. 717
[4] *Otto, K./Müller, H.:* Flächentransistoren, 5.432. Stabilisation des Arbeitspunktes, VEB Verlag Technik, Berlin 1963
[5] –: Siemens-Halbleiter-Datenbuch 1966 und 1971/72
[6] *Streng, K. K.:* abc von Elektronenröhre und Halbleiterbauelement, 8.3. Verlustleistung und thermischer Widerstand von Transistoren, Militärverlag der DDR, Berlin 1972

1. Einleitung

Elektronische Blitzgeräte lassen sich gegenwärtig in folgende Gruppen einteilen:
– Blitzgeräte ohne Lichtdosierung,
– Blitzgeräte ohne energiesparende Lichtdosierung,
– Blitzgeräte mit energiesparender Lichtdosierung.

Durchflußwandler als Spannungswandler haben sich bei allen Varianten elektronischer Blitzgeräte, unabhängig vom schaltungstechnischen Ausstattungsgrad, allgemein durchgesetzt. Dieses Schaltungsprinzip läßt sich mit wenigen Bauelementen realisieren und kommt damit dem Wunsch nach einem kleinen Kompaktgerät entgegen. Die Stromaufnahme des Durchflußwandlers verhält sich wie die eines Blitzelektrolytkondensators: Von hohen Anfangswerten zu Beginn des Ladevorgangs verringert sich der Strom beim Erreichen des Sollwerts der Ladespannung auf einen Minimalwert. Der restliche, ständig fließende Strom deckt Verluste und lädt den Blitzelektrolytkondensator nach. Diese Schaltung spart bei minimalem Bauelementeaufwand viel Energie, die für batteriebetriebene Geräte wichtig ist.
Die meisten Kompaktgeräte werden aus Trockenbatterien *R 6* versorgt. Es entfallen teure NC-Sammler und die notwendigen Ladeeinrichtungen. Der dadurch netzunabhängige Betrieb dieser Geräte sichert eine stetige Betriebsbereitschaft.

2. Aufbau und Wirkungsweise der Blitzgeräte

2.1. Blitzgeräte ohne Lichtdosierung

Das »klassische« Blitzgerät hat keine Lichtdosierungsschaltung. Der Fotograf muß, ausgehend von der gerätetypischen Leitzahl und der Objektentfernung, die Blende errechnen und auf diese Weise die richtige Belichtung des Films vornehmen. Bild 1 zeigt einen Vertreter dieser Geräteklasse, den Typ *SL 4* vom VEB *Elgawa* Plauen, in Bild 2 ist der Stromlaufplan dargestellt. Netz- oder Batteriebetrieb ist wahlweise möglich. Das Gerät verfügt über eingebaute NC-Sammler, die sich über den Netzadapter nachladen lassen. Der Blitzelektrolytkondensator wird bei Netzbetrieb auf $U_{\text{eff Netz}} = 220\sqrt{2} = 310$ V aufgeladen. In der entsprechenden Höhe liegt auch die gleichgerichtete Spannung aus dem Spannungswandler. Die Zündschaltung für die Blitzröhre sowie die Spannungskontrolle des Blitzelektrolytkondensators weisen keine Besonderheiten auf. Der Zündkondensator *C4* wird über R_Z und die Primärwicklung des Zündtransformators ZT auf die an *R6* abfallende Spannung aufgeladen. Durch Schließen des Synchronkontakts oder des Schalters bei Handauslösung entlädt sich der Kondensator *C4* über die Primärwicklung des Zündtransformators. Der dabei fließende Strom induziert in die Sekundärwicklung einen Hochspannungsimpuls, der auf den Entladungsraum der Blitzröhre eine hohe Feldstärke wirksam werden läßt. Diese Feldstärke wirkt ionisierend auf die Gasfüllung und löst in der Blitzröhre eine Stoßentladung des Blitzelektrolytkondensators mit sehr großem Stromfluß (bis zu 1 000 A) aus.
Nach Verlöschen der Blitzröhre beginnt das erneute Nachladen des Blitzelektrolytkondensators.

2.2. Blitzgerät mit Lichtdosierung

Blitzgeräte mit Lichtdosierung haben eine optoelektronische Lichtauswerteschaltung, die im Moment der Blitzabgabe arbeitet. Der durch den Kamerakontakt ausgelöste Blitz beleuchtet das zu fotografierende Objekt. Das reflektierte Licht wird von einem lichtempfindlichen Bauelement aufgenommen und einem Regelkreis zugeführt.
Dieser Regelkreis steuert den Löschkreis (Quenchkreis). Dieser löscht die Bogenentladung der Blitzröhre vorzeitig. Der Quenchkreis besteht aus einer Regel- und einer Zündschaltung. Die Zündschaltung enthält einen Löschthyristor. Er übernimmt die noch im Blitzelektrolytkondensator vorhandene Energie, indem er den Blitzelektrolytkondensator kurzschließt. Dabei treten Stromstöße zwischen 200 und 1 000 A auf. Bild 3 zeigt das Prinzip und Bild 4 den Stromlaufplan einer ausgeführten Schaltung. Die Funktion erklärt sich wie folgt: Nachdem der Blitz ausgelöst worden ist, kann über den Transformator Tr3 ein Impuls gleichspannungsfrei ausgekoppelt und einer Gleichspannung (abgegriffen an *R8* und über D3 an den Fußpunkt der Sekundärwicklung gelegt) aufgestockt werden. Über D4 wird noch der von der Blitzentladung vorhandene Wechselspannungsimpuls gleichgerichtet, so daß schließlich an *C6* und damit auch an der Anode des Thyristors die gesamte Gleichspannung zur Verfügung steht. Durch das reflektierte Licht wird der Fotowiderstand (*R6*) niederohmig, und die Zeitkonstante des Integrationsglieds (*R6* und *C7*) verkleinert sich. Das Gate des Steuerthyristors Th1 leitet schneller, und der Thyristor zündet. Auch der Lastthyristor Th2 wird dadurch gezündet. Die an *R11* entstehende Spannung bewirkt, daß der zweite Lastthyristor in Kaskadenschaltung mit geringer Verzögerung (1 µs) zündet. Diese Anordnung wurde gewählt, um ein steileres d_i/d_t-Verhalten und dadurch kurze Schaltzeiten der Gesamtanordnung zu erhalten.
Das Vernichten überschüssiger Energie entfällt bei Blitzgeräten, die über eine energiesparende Lichtdosierungsschaltung verfügen. In dieser Schaltung wird die Blitzröhre durch Abschalten vom Blitzelektrolytkondensator entladen. Die verbleibende Restenergie wurde durch Nachladen auf den Sollwert aufgestockt. Dieses Verfahren schont die Batteriekapazität. Bild 5 zeigt das Funktionsprinzip.
Hochwertige Blitzgeräte mit energiesparender Lichtdosierung enthalten ein Prüfsystem, das durch einen vor der Aufnahme ausgelösten Blitz anzeigt, ob unter den vorliegenden Raum- und Lichtverhältnissen sowie den Einstellwerten an Kamera und Blitzgerät eine ausreichende Belichtung des Films gewährleistet ist.

Bild 1 Kompaktblitzgerät *SL 4*, VEB *Elgawa*, Plauen

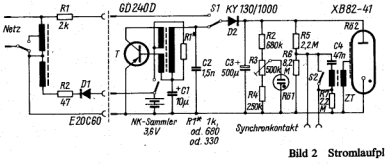


Bild 2 Stromlaufplan des *SL 4*

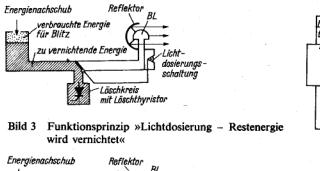


Bild 3 Funktionsprinzip »Lichtdosierung – Restenergie wird vernichtet«

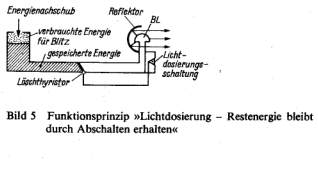


Bild 5 Funktionsprinzip »Lichtdosierung – Restenergie bleibt durch Abschalten erhalten«

Diese Meßmöglichkeit ist beim Arbeiten mit indirekt wirksamem Blitzlicht vorteilhaft.

Bild 6 enthält den momentanen Höchststand der »Computerblitztechnik«. Kennzeichen dieser Technik sind:

- Anwendung des Durchflußwandlerprinzips zur Erzeugung der Blitzenergie,
- Energiesparende Abschaltautomatik für die Lichtdosierung,
- Belichtungskontrolle durch einen Meßblitz.

Der aufgeladene Blitzkondensator *C*3 ist die Voraussetzung dafür, daß die Zündung der Blitzröhre durch die in der Sekundärwicklung I des Zündtransformators ZT induzierte Hochspannung eingeleitet werden kann. Die Blitzröhre leitet anfangs über den Widerstand *R*10, da zu diesem Zeitpunkt der Thyristor Th1 noch gesperrt ist. Der an *R*10 auftretende Spannungsimpuls zündet den Thyristor Th1, denn sowohl an der Anode als auch am Gate (über die Induktivität *L*2) wird eine positive impulsförmige Spannung bereitgestellt. Die durch *R*10 gebremste Entladung der Blitzröhre übernimmt jetzt der Thyristor. Der niederohmige Strompfad führt zum lawinenartigen Anstieg des Stromes durch die Blitzröhre. Als Folge tritt ein Lichtblitz auf. Bevor es aber zur Zündung von Th1 kommt, gelangt der an *R*10 hervorgerufene Impuls über *C*6, *C*8, D7 an *C*9 und lädt diesen auf.

Die Kapazität von *C*9 wirkt als Spannungsquelle für den Löschthyristor Th2. Aus der Sekundärwicklung II wird die Lichtdosierungsschaltung eingeschaltet. Mit dieser Maßnahme funktioniert die Regelschaltung erst zu dem Zeitpunkt, wenn der eigene Lichtblitz auftritt. Ein vorzeitiges Beeinflussen der Lichtdosierungsschaltung durch Fremdblitze wird damit verhindert. Die bei diesem Vorgang sprunghaft an *C*12 auftretende Betriebsspannung führt zum kurzzeitigen Durchschalten von T3 (etwa 15 µs). Über T3 wird der Kondensator C_p kurzgeschlossen, um eine noch vorhandene Restladung abzuführen, die die folgende Messung verfälschen würde.

Das vom Objekt reflektierte Licht gelangt zum Fototransistor T_p. Er wird leitend und beginnt die Meßkapazität C_p aufzuladen. Der Ladevorgang ist beendet, wenn C_p einen durch *R*19 ein-

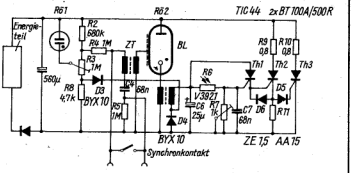


Bild 4 Stromlaufplan eines Blitzgerätes (*OPTATRON 420 C*) mit Lichtdosierung durch Energievernichtung

zustellenden Schwellwert (Filmempfindlichkeit) erreicht. Bei hellen Objekten verläuft dieser Ladevorgang schneller als bei dunklen, die wenig Licht reflektieren. Wird der Schwellwert überschritten, so schaltet die Blitzröhre vorzeitig ab. Der Transistor T2 beginnt Strom zu führen, worauf Th3 durchschaltet. Über Th3 entlädt sich der zuvor aufgeladene Kondensator *C*9. Der dabei im Katodenkreis entstehende positive Spannungssprung gelangt über *C*10 an das Gate des Löschthyristors Th2. Über Th2 und *L*2 wird schlagartig der über *R*41 und *R*14 aufgeladene Löschkondensator *C*6 entladen. Die einsetzende Umladung von *C*6 führt zu einem negativen Potential an der Anode des Thyristors Th2 gegenüber Masse. Der Thyristor Th1 sperrt. Durch den Potentialabfall kommt es nicht zur Stromunterbrechung in der Blitzröhre, da dieser Vorgang einem Spannungsanstieg entspricht. Der Strom der Blitzröhre fließt nun über *C*6 und Th2. Der Kondensator und damit die Katodenseite der Blitzröhre erhalten ein steigendes positives Potential. Mit diesem Vorgang verringert sich ständig die Spannung über der Blitzröhre. Der Aufladevorgang ist beendet, wenn die Spannung von *C*6 etwa das momentane Niveau des Blitzelektrolytkondensators und damit auch die Löschspannung der Blitzröhre erreicht hat. Nach dem Verlöschen der Blitzröhre kommt es über *R*10 und *R*14 zu einer endgültigen Potentialangleichung von *C*6 an *C*3. Der Stromfluß durch Th2 wird beendet, indem die Anode durch den sich entladenden Kondensator *C*7 einen negativen Impuls erhält. Nach dem Löschen der Blitzröhre bewirkt der Spannungswandler, daß sowohl der Blitzelektrolytkondensator als auch der Löschkondensator *C*6 auf- bzw. nachgeladen wird. Das Aufladen von *C*6 ist für den Meßblitz von Bedeutung. Der Ladestrom für *C*6 fließt über *R*14 und *R*41. Solange die an *R*41 hervorgerufene Spannung gleich oder größer als die Flußspannung von $U_F = 1{,}6$ V der Lichtemitterdiode ist, leuchtet diese. Das bedeutet, daß die für die Belichtung eines Films vorliegenden Lichtverhältnisse ausreichend sind. Ungünstige Lichtverhältnisse liegen dann vor, wenn das auf den Fototransistor einfallende Licht nicht ausreicht, die Lichtdosierungsschaltung in Funktion zu setzen. Damit entfällt auch die Aufladung von *C*6. Es fließt kein Strom über *R*14 und *R*41. Da an *R*41 kein Spannungsabfall liegt, leuchtet die LED nicht auf.

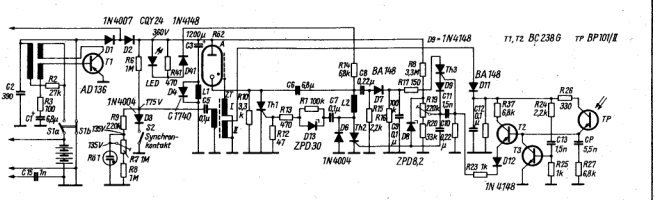


Bild 6 Stromlaufplan eines Blitzgeräts (*Mecablitz 40 CT 1*) mit energiesparender Lichtdosierungsschaltung

Daten, Eigenschaften und Anwendungsbeispiele von Thyristoren (Blatt 1)

1. Einleitung

Der Thyristor ist ein steuerbarer Siliziumgleichrichter. Er hat folgende Eigenschaften:
- hoher Wirkungsgrad,
- gute Zuverlässigkeit,
- Betriebsfrequenzen von einigen Hertz bis 100 kHz,
- hohe Leistungsverstärkung,
- geringes Gewicht,
- Wartungsfreiheit.

Deshalb wurde er in kurzer Zeit zu einem bedeutenden Bauelement der Leistungselektronik. Aber nicht nur in der Leistungselektronik, sondern auch auf fast allen Gebieten der Elektrotechnik finden Thyristoren große Anwendungsmöglichkeiten. Neben »normalen« Thyristoren gibt es bereits viele Spezialentwicklungen, z. B. Fotothyristoren, Thyristoren für besonders hohe Frequenzen, Triacs, Quadracs, Thyristoren mit indirekter Steuerelektrode u. a. Zum gegenwärtigen Zeitpunkt ist die Entwicklung bereits so weit vorangeschritten, daß Thyristoren mit Durchlaßströmen von etwa 1 000 A und Spitzensperrspannungen bis zu 5 000 V hergestellt werden können. Reale Perspektiven bei der Weiterentwicklung von Thyristoren sind in den nächsten Jahren Durchlaßströme von mehr als 1 000 A, Nennspannungen bis zu 10 kV, maximal zulässige Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten bis zu 1 000 V/µs und maximal zulässige Stromanstiegsgeschwindigkeiten bis zu 300 A/µs.

2. Begriffe

Periodische positive und negative Spitzensperrspannung U_{RRL}

Höchster Augenblickswert der Sperrspannung in positiver bzw. negativer Richtung (einschließlich aller periodischen Spitzen), der zwischen Anode und Katode auftreten darf. Die angegebenen Werte gelten für den gesamten Sperrschichtbereich.

Dauergrenzstrom I_{TL}

Höchstzulässiger arithmetischer Mittelwert des sinusförmigen Durchlaßstroms (Stromflußwinkel 180°, Frequenzbereich 40 bis 60 Hz), der im Dauerbetrieb auch bei intensiver Kühlung nicht überschritten werden darf. Bei Kleinthyristoren ist der Dauergrenzstrom meist auf eine Umgebungstemperatur von 45 °C bezogen.

Effektiver Durchlaßstrom I_{FL}

Höchster quadratischer Mittelwert des Durchlaßstroms, der unter Berücksichtigung der elektrischen und thermischen Beanspruchung des Bauelements zulässig ist. Er darf auch bei bester Kühlung im Dauerbetrieb nicht überschritten werden.

Stoßstromgrenzwert I_{STL}

Höchster zulässiger Scheitelwert einer sinusförmigen Halbwelle von 10 ms Dauer bei 50 Hz. Er gilt für die angegebene Sperrschichttemperatur. Bei Belastung mit dem Stoßstromgrenzwert wird die maximal zulässige Sperrschichttemperatur überschritten. Eine Belastung im Anschluß an die Beanspruchung mit dem Stoßstromgrenzwert ist deshalb nicht zulässig (Abschalten vom Netz!). Erst nach einer Pause von mindestens 5 s darf erneut eingeschaltet werden. Auf jeden Fall muß die Sperrschichttemperatur innerhalb des Betriebsbereichs liegen.

Kritische Spannungssteilheit du/dt

Größter Wert der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit in Vorwärtsrichtung, bei dem der Thyristor ohne Steuerimpuls noch nicht vom sperrenden in den leitenden Zustand umschaltet. Die kritische Spannungssteilheit ist stark von der Sperrschichttemperatur abhängig.

Kritische Stromsteilheit di/dt

Höchste Stromanstiegsgeschwindigkeit beim Durchschalten, die der Thyristor ohne bleibende Beeinträchtigung seiner Eigenschaften verträgt.

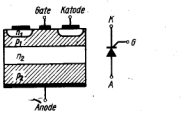


Bild 1 Prinzipieller Aufbau und Schaltzeichen eines Thyristors

Oberer Haltestrom I_H

Kleinster Durchlaßstrom in Schaltrichtung, bei dem der Thyristor noch im Durchlaßzustand bleibt. Er wird für eine anliegende Spannung von 6 V in Durchschaltrichtung und bei $\vartheta_j = +25$ °C angegeben.

Freiwerdezeit t_q

Mindestwartezeit zwischen dem Löschzeitpunkt (Nulldurchgang) des in Durchlaßrichtung fließenden Stromes und dem frühesten zulässigen Zeitpunkt für die Wiederkehr der in Durchlaßrichtung anliegenden positiven Spannung.

Oberer Zündstrom I_{GT}

Größter für einen Thyristortyp durch die Fertigungsstreuung bedingter Wert des erforderlichen Zündstroms bei 6 V anliegender Spannung in Durchlaßrichtung und bei einer gegebenen Sperrschichttemperatur.

Obere Zündspannung U_{GT}

Größter für einen Thyristortyp durch die Fertigungsstreuung bedingter Wert der erforderlichen Zündspannung bei 6 V anliegender Spannung in Durchlaßrichtung und bei einer gegebenen Sperrschichttemperatur.

Sperrschichttemperatur ϑ_j

Räumlicher Mittelwert der Temperatur in der Sperrschicht.

3. Prinzipieller Aufbau

Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Thyristors. Er besteht aus 4 Halbleiterschichten, deren Grundmaterial Silizium ist. Zwei Schichten sind p-leitend und zwei n-leitend. Die Schichten werden so angeordnet, daß sich eine pnpn-Struktur ergibt. Die Mittelzone enthält wenige Ladungsträger und ist somit hochohmig. Dagegen befinden sich in den äußeren Schichten viele Ladungsträger. Der Thyristor hat drei Anschlüsse: die Anode, die Katode und die Steuerelektrode (Gate). Die Bauformen der Thyristoren sind unterschiedlich. Bei Kleinthyristoren bis zu 10 A Nennstrom sind die Gehäuse meist rechteckig oder haben die Form von Transistoren (z. B. ähnlich *SF 121* bzw. *SF 131*). Für Leistungsthyristoren ab 10 A werden übliche Gehäuse von Leistungsdioden mit Schraubanschluß bzw. Gehäuse mit Flachboden zur Befestigung mit einer Spannplatte verwendet. Thyristoren für sehr große Ströme haben Scheibenform. Bei diesen Thyristoren können von zwei Seiten Kühlkörper angebracht werden. Bei den üblichen Bauformen der Thyristoren ist die Thyristortablette rund. Auf diese Weise vermeidet man Feldstärkespitzen an den Rändern. Die Steuerelektrode befindet sich am Rand oder in der Mitte der Tablette (s. Bild 1).

4. Wirkungsweise

Der Thyristor hat außer den charakteristischen Eigenschaften einer Diode »sperren« und »durchlassen« noch den Schaltzustand »blockieren«. Das heißt also, zunächst ist der Thyristor auch in Durchlaßrichtung verriegelt. Erst mit einem an die

Tabelle Thyristor-Datensammlung

Typ	Grenzwerte					Kennwerte						Hersteller
	U_{RRL} in V	I_{TL} in A	I_{FL} in A	I_{STL} in A	du/dt in V/µs	di/dt in A/µs	I_H in mA	t_q in µs	U_{GT} in mA	U_{GT} in V	ϑ_j in °C	
ST 103/1.../6	100... 600	3	4,5	40	20	5	< 20	< 100	< 20	≦ 3	−40...+125	DDR
ST 108/2.../6	200... 600	8			≦ 20	≦ 20			60	150	3	maximal +110	DDR
ST 111/1.../8	100... 800	13	25		20	20	≦ 80		60	≦ 3	−40...+100	DDR
ST 121/1.../8	100... 800	23	40		20	20	≦ 80		60	≦ 100	≦ 3	−40...+125	DDR
T 16/1.../12	100...1200	16		150	20		60		150	3	−40...+110	ČSSR
T 25/1.../12	100...1200	25		250	20		60		150	3	−40...+110	ČSSR
T 70/1.../12	100...1200	70		1120	20		80		300	3	−40...+110	ČSSR
T 100/1.../12	100...1200	100		1800	20		80		300	3	−40...+110	ČSSR
T 200/1.../12	100...1200	200		3140	20		150		300	3	−40...+110	ČSSR
T 10-10	50...1200	10		200	50...1000	40...200		70...150	75	3	maximal +125	UdSSR
T 10-12	50...1200	12,5		200	50...1000	40...200		70...150	75	3	maximal +125	UdSSR
T 10-16	50...1200	16		200	50...1000	40...200		70...150	75	3	maximal +125	UdSSR
T 10-20	50...1200	20		500	50...1000	40...200		70...150	75	3	maximal +125	UdSSR
T 10-25	50...1200	25		500	50...1000	40...200		70...150	75	3	maximal +125	UdSSR
T 10-40	50...1200	40		800	50...1000	40...200		70...150	150	4	maximal +125	UdSSR
T 10-50	50...1200	50		1000	50...1000	40...200		70...150	150	4	maximal +125	UdSSR
T 10-63	50...1200	63		1200	50...1000	40...200		70...150	150	4	maximal +125	UdSSR
T 10-80	50...1200	80		1400	50...1000	40...200		70...150	150	4	maximal +125	UdSSR
T 11-10	1300...2200	10		150	50... 200	40		250	300	7	maximal +125	UdSSR
T 11-12	1300...2200	12,5		180	50... 200	40		250	300	7	maximal +125	UdSSR
T 11-16	1300...2200	16		240	50... 200	40		250	300	7	maximal +125	UdSSR
T 11-20	1300...2200	20		300	50... 200	40		250	300	7	maximal +125	UdSSR
T 11-25	1300...2200	25		375	50... 200	40		250	300	7	maximal +125	UdSSR
T 11-40	1300...2200	40		600	50... 200	40		250	300	7	maximal +125	UdSSR
T 11-50	1300...2200	50		750	50... 200	40		250	300	7	maximal +125	UdSSR
T 11-63	1300...2200	63		950	50... 200	40		250	300	7	maximal +125	UdSSR
T 11-80	1300...2200	80		1200	50... 200	40		250	300	7	maximal +125	UdSSR
ВКЧ-10	25... 600	8	10	150	50	20	< 50	35	< 150	< 5	−40...+120	UdSSR
T-25	50...1000	18	25	1000	20	10	< 400	50, 140, 400	< 300	< 5	−50...+125	UdSSR
T-50	50...1000	32	50	1500	20	10	< 400	50, 140, 400	< 300	< 5	−50...+125	UdSSR
T-150	50...1000	132	150	3330	20	10	< 500	50, 140, 400	< 300	< 7	−50...+125	UdSSR
CS 1	200...1200	1	4	45	100; g:200	50	< 50	60	30	3	maximal +125	BBC
CS 5	200...1200	6,2	10	80	d:20	50	< 50	60	30	3	maximal +125	BBC
CS 8	200...1200	8,2	13	120	g:200 d:20	50	< 50	60	30	3	maximal +125	BBC
CS 16	200...1200	19	30	250	d:20	50	< 50	60	80	3	maximal +125	BBC
CS 22	400...1300	25	40	350	g: > 200 e: < 50	25	< 200	80	100	3	maximal +125	BBC
CS 42	600...1600	82	130	800	> 200	100	< 200	180	110	2	maximal +115	BBC
BT 100A/300R	300	2	4,5	40	10	5	< 15	10	10	2	maximal +100	VALVO
BT 100A/500R	500	2	4,5	40	10	5	< 15	10	10	2	maximal +100	VALVO
BT 101/300R BT 102/300R	300	6,5	15	55		50			10 50	2,0 2,5	maximal +125	VALVO
BT 101/500R BT 102/500R	500	6,5	15	55		50			10 50	2,0 2,5	maximal +125	VALVO
BTX 35/ 500R...800R	500... 800	12	19	140	20	20	10	20	65	3,5	maximal +125	VALVO
BTX 36/ 500R...800R	500... 800	16	25	200	20	20	10	20	40	3,0	maximal +125	VALVO
BTX 37/ 500R...800R	500... 800	50	78	700	10	20	10	20	80	3,0	maximal +125	VALVO
BStB 01...[1]	100... 700	0,8	1,25	30	20	50	< 60	80	< 10	2	−25...+125	Siemens
BStB 02...[1]	100... 700	3		30	20	50	< 60	80	< 10	2	−25...+125	Siemens
BSt CC01...[1]	400... 700	3,2	5	50	100	200	100	8	50	3	−40...+100	Siemens
BSt C02...[1]	100... 700	3,5	5,5	60	20	100	< 60	50	< 20	2	−25...+125	Siemens
BSt C07...[1]	100... 700	0,9	1,45	60	20	200	< 60	50	< 20	2	−25...+125	Siemens
BSt C03...[1]	200...1200	16	25	140	20	150	< 30	60	40	3	−40...+125	Siemens
T0, 8N...[2] A00	60... 500	0,8		19	15		20	15	10	3		Intermetall
T3N...[2] C00	60... 600	3		55	15		25	17	20	3		Intermetall

[1] Wert mal 15 | ≈ periodische Spitzensperrspannung
[2] Wert mal 100 |

Daten, Eigenschaften und Anwendungsbeispiele von Thyristoren (Blatt 2)

Steuerelektrode gelegten Impuls wird der Thyristor gezündet, und der Durchlaßstrom beginnt zu fließen. Der Durchlaßstrom läßt sich bei Thyristoren nicht über die Steuerelektrode beeinflussen. Der Schaltzustand »durchlassen« kann nur aufgehoben werden, wenn der fließende Durchlaßstrom unterbrochen wird oder unter den Wert des Haltestroms sinkt.

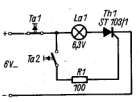


Bild 3 Zünden eines Thyristors mit Gleichspannung

5. Arbeitskennlinie

Bild 2 zeigt die charakteristische Arbeitskennlinie eines Thyristors. Im I. Quadranten wird der Thyristor durch die Blockierungs- und Durchlaßkennlinie charakterisiert. Bei nichtgezündetem Thyristor fließt nur ein kleiner Blockierstrom. Die Spannung, bei der der Thyristor bei offener Steuerstrecke in den leitenden Zustand übergeht, heißt *Nullkippspannung*. Das Verhalten eines in Sperrichtung betriebenen Thyristors kennzeichnet die Sperrkennlinie im III. Quadranten. Der steile Sperrstromanstieg begrenzt die Sperrfähigkeit des Thyristors. Deshalb ist die in den Kennblättern von Thyristoren angegebene maximale nichtperiodische Spitzensperrspannung um einen bestimmten Sicherheitsabstand kleiner als die Durchbruchspannung zu wählen. Damit der gezündete Thyristor leitend bleibt, darf der Durchlaßstrom nicht unter einen bestimmten Wert (den Haltestrom) sinken. Für einen Thyristor gibt es also drei unterschiedliche Zustandsbereiche, denen drei Kennlinien zuzuordnen sind: Blockier-, Sperr- und Durchlaßkennlinie.

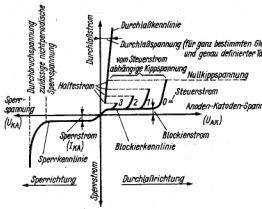


Bild 2 Arbeitskennlinie eines Thyristors

6. Zündschaltung

Bild 3 zeigt eine Schaltung zum Zünden eines Thyristors mit Gleichspannung. Der Thyristor wird über Taster Ta2 und *R*1 gezündet. *R*1 begrenzt den Zündstrom. Bei Unterbrechung des Durchlaßstroms mit Ta1 kann der Thyristor gelöscht werden. Soll die Zündschaltung mit Wechselstrom betrieben werden, so muß man in den Zündstromkreis noch eine Diode einfügen und den Taster Ta2 durch einen Schalter ersetzen. Durch Verändern von *R*1 läßt sich der Zündzeitpunkt verschieben.

7. Thyristorschalter für Wechselstrom

Mit der Schaltung in Bild 4 lassen sich große Lastströme (je nach Thyristortyp) mit kleinen Kontaktbauelementen (z. B. Mikrotaster) schalten. Dabei werden beide Netzhalbwellen ausgenutzt. Bei geschlossenem Schalter S1 werden die beiden Thyristoren direkt über *R*1 und die jeweilige Diode angesteuert. Der Laststrom teilt sich auf beide Thyristoren auf,

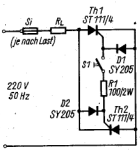


Bild 4 Wechselstromschalter mit Thyristoren

d. h., jeder Thyristor braucht nur für den halben Laststrom ausgelegt zu sein. Wird S1 geöffnet, erfolgt keine Zündung mehr, und der Laststrom der beiden Thyristoren wird unterbrochen. Dabei ist auf jeden Fall zu beachten, daß der Verbraucher trotz des ausgeschalteten Zustands mit einer Anschlußseite noch am Netz liegt!

8. Wechselstromsteller

Wechselstromsteller verwendet man z. B. zur verlustlosen Drehzahleinstellung von Elektromotoren und zur stufenlosen Änderung der Energiezufuhr vorwiegend von Beleuchtungsanlagen. Die Schaltung nach Bild 5 arbeitet nach dem Prinzip der Phasenanschnittsteuerung. Die Zündschaltung für den Thyristor besteht aus den beiden Transistoren T1 und T2. Die mit *R*2 veränderliche *RC*-Schaltung (*R*2, *R*3 und *C*2) bewirkt eine Phasenverschiebung zwischen dem Emitter von T2 und Punkt A. Mit *R*2 kann der Zündzeitpunkt des Thyristors in jeder Sinushalbwelle etwa zwischen 25° und 170° gewählt werden. Dr1, Dr2 und *C*1 unterdrücken durch die Phasenschnittsteuerung hervorgerufene Störungen im Rundfunkbereich.

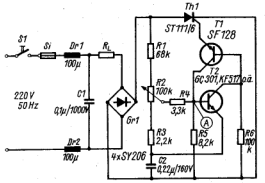


Bild 5 Wechselstromsteller: *Dr*1, *Dr*2 Ferritstab von 8 mm Durchmesser mit 55 Wdg. Die Drahtdicke richtet sich nach dem Laststrom. CuL-Draht mit einem Durchmesser von 1 mm kann für Stromstärken bis zu 4 A verwendet werden. Da der Ferritstab in gewissem Maße noch als magnetische Sendeantenne wirkt, benutzt man für höhere Ansprüche einen Schalenkern ausreichender Größe mit Luftspalt (z. B. 22 × 13, A_L 250)

Akkumulator-Ladegerät mit Thyristor

Viele Kraftfahrzeuge werden im Winterhalbjahr wenig oder überhaupt nicht benutzt. Besonders in diesem Falle läßt sich die Lebensdauer des Akkumulators durch eine richtige Pflege, also auch durch problemloses Aufladen wesentlich erhöhen.
Folgende Forderungen werden an ein Ladegerät gestellt:
– Man muß den Ladestrom auf einen für den Akkumulator ungefährlichen Wert begrenzen.
– Die Aufladung des Akkumulators soll automatisch beendet werden, wenn der Akkumulator voll aufgeladen ist, um eine schädliche Überladung zu verhindern.

Bei den Anforderungen genügt die Schaltung des Ladegeräts nach Bild 1 mit einem entsprechenden Gleichrichterteil nach Bild 2. Der Gleichrichterteil kann wahlweise – je nach vorhandenem Transformator – als Brückengleichrichter (Bild 2a) oder als Doppelweggleichrichter mit mittelangezapftem Transformator (Bild 2b) ausgeführt werden. In beiden Fällen stehen am Ausgang Sinushalbwellen mit einer Frequenz von 100 Hz, die die Betriebsspannung U_B für das Ladegerät nach Bild 1 bilden. Die

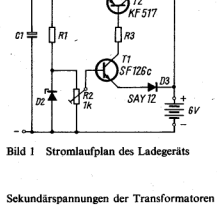


Bild 1 Stromlaufplan des Ladegeräts

Sekundärspannungen der Transformatoren für 6-V- bzw. 12-V-Akkumulatoren enthält die Tabelle.
Die Schaltung des Ladegeräts besteht im wesentlichen aus dem Steuerthyristor Th1, dem Transistor T2 zur Zündstromerzeugung und dem Transistor T1. Die Z-Diode D2 wird für den Spannungsvergleich gebraucht, der die automatische Beendigung der Ladung nach Erreichen der Ladeschlußspannung des Akkumulators bewirkt. Die Funktion soll an einem Ladegerät für 6-V-Akkumulatoren erläutert werden.
Über die Diode D1 wird die Betriebsspannung für die Ladeelektronik am Kondensator C1 gewonnen. Sie ist um den Faktor 1,4 höher als der Effektivwert der Sekundärspannung des jeweiligen Transformators. Mit dem Widerstand *R1* entsteht an der Z-Diode D2 die für den Spannungsvergleich benötigte Referenzspannung, die über den Stellwiderstand *R2* an der Basis des Transistors T1 liegt.
Die Ladeschlußspannung U_{LE} eines Bleiakkumulators beträgt etwa 2,35 bis 2,4 V je Zelle, d. h. für den 6-V-Akkumulator etwa 7,05 bis 7,2 V. Die Vergleichsspannung U_R an der Basis des Transistors T1 muß deshalb mit *R2* auf $U_R \approx U_{LE} + U_{FD3} + U_{BE} = 7{,}05\ V + 0{,}6\ V + 0{,}55\ V = 8{,}2\ V$ eingestellt werden. (U_{FD3} – Flußspannung der Diode D3, U_{BE} – Basis-Emitter-Schwellspannung des Transistors T1.) Schließt man bei dieser Einstellung einen Akkumulator an, dessen Spannung einen kleineren Wert als 7,05 V hat, so beginnt der Transistor T1 sofort zu leiten, da seine Basis positiver als der Emitter ist. Der Kollektorstrom des Transistors T1 steuert den Längstransistor T2. Dieser schaltet durch und liefert dem Thyristor Th1 einen Zündstrom von 30 bis 50 mA. Überschreitet in diesem Fall die Spannung U_B in ihrem Augenblickswert die Größe von $U_{Akku} + U_S$ (Schleusenspannung des Thyristors Th1, Zeitpunkt t1 in Bild 3), so wird der Thyristor leitend. Der Ladestrom fließt

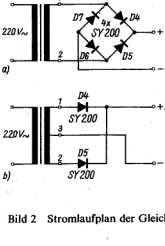


Bild 2 Stromlaufplan der Gleichrichterteile

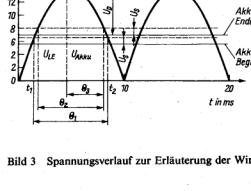


Bild 3 Spannungsverlauf zur Erläuterung der Wirkungsweise

Tabelle Daten der Akkumulatoren

Nennspannung des Akkumulators	6 V	12 V
D2	SZ 600/9,1	SZ 600/16
R1	100 Ω	270 Ω
R3	470 Ω	820 Ω
R4	100 Ω	180 Ω
C1	470 µ/25 V	470 µ/63 V
La	6 V/15 W	12 V/25 W

jetzt über die Lampe La und den Thyristor Th1 zum Akkumulator. Unterschreitet die Spannung den Wert $U_{Akku} + U_S$, so wird der Thyristor wieder gelöscht (t2 in Bild 3).
Die Lampe La begrenzt den Strom auf etwa 2 bis 2,5 A. Gleichzeitig stellt sie eine optische Kontrolle dar. Je nach Ladezustand des Akkumulators verändert sich die Leitphase (Stromflußwinkel Θ) des Thyristors Th1 (Bild 3).
Drei Zustände sind charakteristisch:
a – Beginn der Ladung
Die Akkumulatorspannung U_{Akku} liegt noch unter der Nennspannung. Die Transistoren T1 und T2 sind bis auf ihre Sättigungsspannung durchgesteuert. Der Thyristor erhält einen Steuerstrom, der um den Faktor 1,5 höher ist als sein statischer Zündstrom. Deshalb schaltet er bei der Bedingung $U_S + U_{Akku}$ durch. Es stellt sich der größtmögliche Stromflußwinkel Θ_1 (Bild 3) und damit auch der höchste Ladestrom ein. Optisch signalisiert diesen Zustand die hell leuchtende Lampe La.
b – Gegen Ende der Ladung

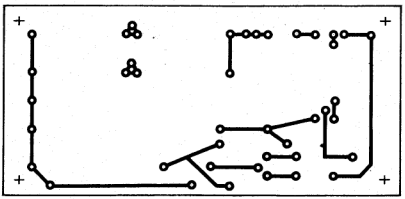


Bild 4
Leiterseite des Ladegeräts

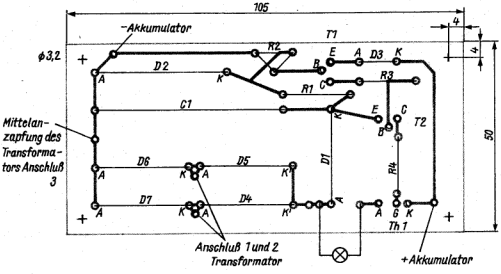


Bild 5 Bestückungsseite des Ladegeräts

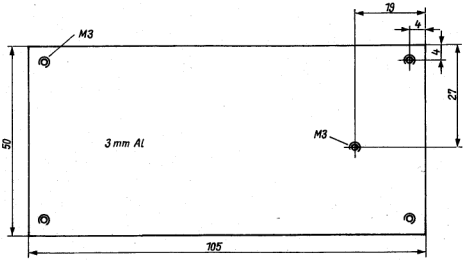


Bild 6 Kühlblech

Die Akkumulatorspannung hat fast die Ladeschlußspannung U_{LE} = 7,05 V erreicht. Die Transistoren befinden sich gerade noch im durchgesteuerten Zustand. Der Thyristor schaltet jetzt bei der Bedingung $U_{LE} + U_S$ durch. Der Stromflußwinkel Θ_2 (Bild 3) und der Ladestrom sind deutlich kleiner geworden. Optisch ist das durch eine deutlich verminderte Helligkeit der Lampe La zu erkennen.

c – Ende der Ladung

Die Akkumulatorspannung hat die Ladespannung U_{LE} = 7,05 V erreicht. Die Transistoren T1 und T2 sind nicht mehr durchgesteuert. Sie arbeiten beide im aktiven Bereich. Der Thyristor erhält einen Steuerstrom, der nahe am statischen Zündstrom liegt. Er schaltet jetzt nicht mehr bei $U_{LE} + U_S$, sondern bei $U_{LE} + U_D$ (U_D – Blockierspannung) durch (Θ_3 Bild 3) und zündet nicht mehr in jeder Halbwelle. Der dadurch noch fließende Ladestrom beträgt etwa 0,5 A. Dieser Strom ist für eine Starterbatterie völlig ungefährlich. Optisch läßt sich dieser Zustand an der nur noch leicht glimmenden Lampe La erkennen.

Der Stellwiderstand *R2* kann auf diese Weise eingestellt werden: Das Ladegerät wird ohne Akkumulator und ohne Lampe La betrieben. Statt des Akkumulators benutzt man einen Widerstand von 1,5 kΩ für 6-V- und 3,3 kΩ für 12-V-Akkumulatoren. Parallel zu diesem Widerstand legt man noch einen Spannungsmesser und stellt die entsprechende Ladespannung (7,05 V bzw. 14,1 V) mit *R2* ein. Eine endgültige Kontrolle sollte dann noch während des ersten Ladevorgangs vorgenommen werden.

Für den Transistor T2 läßt sich auch ein entsprechender Germanium-pnp-Transistor verwenden (z. B. *GC 121*).

Die Leiterplatte für das Ladegerät zeigen Bild 4 und Bild 5. Sie ist so ausgeführt, daß beide Gleichrichtervarianten möglich sind. Wird ein Brückengleichrichter nach Bild 2a eingesetzt, so ist sie vollständig zu bestücken. Kommt die Doppelweggleichrichtung mit mittelangezapftem Transformator in Frage, dann sind die Dioden D6 und D7 wegzulassen, und die Mittelanzapfung ist auf Minus zu legen.

Wegen des hohen Stromes muß der Thyristor auf ein Kühlblech montiert werden (Bild 6).

Helligkeitssteuerung von Glühlampen

Eine Helligkeitssteuerung bietet viele Vorteile, z. B. für die Zusatzbeleuchtung beim Fernsehen, für die Raumbeleuchtung, für Familienfeiern usw. Eine Schaltungsvariante zur Helligkeitssteuerung von Glühlampen wird im folgenden behandelt.

1. Grundlagen der Helligkeitssteuerung von Glühlampen

Die Helligkeit von Glühlampen ist in erster Näherung proportional dem Effektivwert der angelegten Spannung. Die an der Lampe liegende Netzwechselspannung läßt sich auf einfache Weise mit einer Phasenanschnittsteuerung von Thyristoren von 0 bis zum Nennwert ändern. Wesentlich dabei ist, daß beide Halbwellen der Netzwechselspannung gleichmäßig beeinflußt werden. Es haben sich zwei Prinzipien durchgesetzt:

- Zwei antiparallel geschaltete Thyristoren mit Diacs zur Steuerung,
- Speisung des Thyristors mit pulsierender Gleichspannung aus einem Brückengleichrichter.

Bild 1 zeigt den Effektivwert der Lampenspannung als Funktion des Zündverzögerungswinkels. Daraus läßt sich ersehen, daß der Zündverzögerungswinkel α nur von 40° bis 170° einstellbar sein muß. Grundsätzlich besteht auch die Möglichkeit, nur eine Halbwelle zu steuern. Das führt aber besonders bei größerer Helligkeit zu einem für das Auge sehr unangenehmen Flackern der Glühlampen und ist deshalb nicht zweckmäßig.

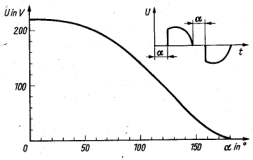


Bild 1 Lampenspannung als Funktion des Zündverzögerungswinkels

2. Schaltungsbeschreibung

Bild 2 zeigt die Schaltung der Helligkeitssteuerung (Dimmer) für Glühlampen. Sie besteht aus einem Brückengleichrichter mit D1 bis D4, einem Steuerthyristor Th1, der Kippstufe (gebildet durch die Transistoren T1 und T2), dem Spannungsteiler *R1*, *R2* für die Referenzspannung U_R und dem Verzögerungsglied *R3*, *R4*, *C1* zur Einstellung des Zündverzögerungswinkels des Thyristors (Helligkeit). Die Wirkungsweise der Schaltung soll an Hand der Diagramme in Bild 3 erklärt werden.

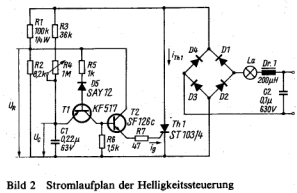


Bild 2 Stromlaufplan der Helligkeitssteuerung

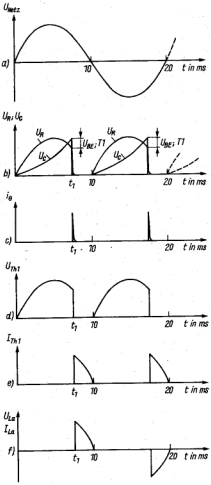


Bild 3 Strom-Spannungsverläufe für die Schaltung nach Bild 2

Am Ausgang des Brückengleichrichters verläuft die Spannung zunächst sinusförmig (Bild 3d, U_{Th1}). Das gilt auch für die Referenzspannung U_R (Bild 3b). Sie beträgt gegenüber der Spannung U_{Th1} auf Grund des Widerstandsverhältnisses *R2*/*R1* des Referenzspannungsteilers im Betrag nur etwa 1/12.

Die Referenzspannung U_R bildet gleichzeitig die Basisspannung für den Transistor T1. Die Emitterspannung dieses Transistors ist die Kondensatorspannung U_C (Bild 3b) des Verzögerungsglieds *R3*, *R4*, *C1*. Aus Bild 3b erkennt man weiterhin, daß zu Beginn der Halbwelle stets die Referenzspannung U_R und damit die Basisspannung des T1 positiver als die Kondensatorspannung (gleich Emitterspannung des T1) ist. Deshalb sind die Transistoren T1 und T2 gesperrt. Zum Zeitpunkt t1 (Bild 3b) wird die Kondensatorspannung um den Betrag der Basisschwellspannung U_{BE} des Transistors T1 positiver als die Referenzspannung U_R. Der Transistor T1 beginnt Kollektorstrom zu führen, der den Transistor T2 ansteuert. Der Emitterstrom von T2 ist der Steuerstrom I_g des Thyristors. Gleichzeitig zieht der Kollektorstrom des Transistors T2 die Referenzspannung auf nahezu 0 V herab. Das ist gleichbedeutend mit einer starken Übersteuerung des Transistors T1 (Rückkopplung). Die Stufe T1, T2 kippt also vom gesperrten in den leitenden Zustand. Am Ausgang (Emitterstrom von T2 ist Zündstrom I_g) treten sehr steil ansteigende Nadelimpulse (Bild 3c) auf, die den Thyristor zünden. Er führt jetzt über den Brückengleichrichter den Lampenstrom (Bild 3e). Die Zeitdauer der Nadelimpulse beträgt

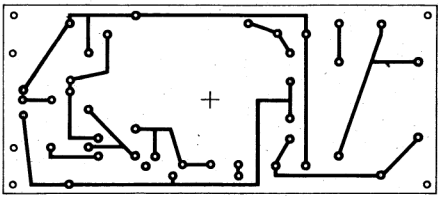


Bild 4 Leiterseite der Helligkeitssteuerung

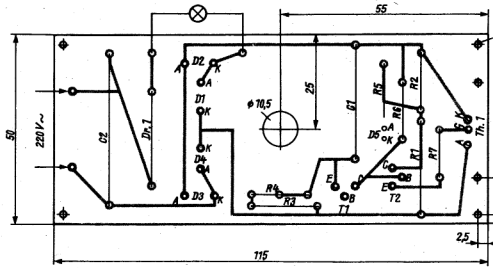


Bild 5 Bestückungsseite der Helligkeitssteuerung

je nach dem Widerstand der Gate-Katoden-Strecke des Thyristors Th1 etwa 15 bis 50 µs. Der Transistor T2 muß ein Typ mit hohem zulässigem Basisstrom sein, da der Zündstrom I_z fast ausschließlich der Basisstrom des Transistors ist. Auf Grund des hochohmigen Kollektorwiderstands (Bild 2, *R*1) ist der Kollektorstromanteil am Zündstrom I_z sehr niedrig.

Beim Zünden des Thyristors bricht die an ihm stehende Spannung auf seine Flußspannung zusammen (Bild 3d). Dadurch können keine weiteren Zündimpulse in der gleichen Halbwelle entstehen. Geht die Netzwechselspannung durch 0, wird der Thyristor gelöscht.

Am Ausgang des Brückengleichrichters steigt die Spannung stets in positiver Richtung wieder an. Dadurch wiederholt sich in jeder Halbwelle der Netzwechselspannung der beschriebene Vorgang. Da die Lampe vor dem Brückengleichrichter angeordnet ist, liegt an ihr eine Wechselspannung gemäß Bild 3f.

Neben dem Vorteil, daß die Schaltung mit nur einem Thyristor auskommt, hat sie auch ein Problem. Der Löschvorgang des Thyristors beginnt zu dem Zeitpunkt, in dem der Betrag des Augenblickswerts der Netzwechselspannung unter den Betrag der Flußspannung des Thyristors sinkt. Er muß beendet sein, wenn der Betrag des Augenblickswerts die Flußspannung wieder übersteigt. Da die Sinuswelle im Nulldurchgang sehr steil ist, steht zur Löschung nur eine Zeit von etwa 40 bis 50 µs zur Verfügung. In dieser Zeit müssen die überschüssigen Ladungsträger im Thyristor ausgeräumt (rekombiniert) sein, damit er die erneut einsetzende positive Spannung sperren kann. Sind doch noch Ladungsträger im Thyristor vorhanden, geht er sofort wieder in den leitenden Zustand, d. h., die Regelung ist völlig außer Betrieb, und die Lampen leuchten ständig mit voller Helligkeit. Für den Thyristor dürfen deshalb nur Typen mit kleiner Freiwerdezeit eingesetzt werden. Die Freiwerdezeit ist ein Maß dafür, wie lange der Thyristor benötigt, um alle überschüssigen Ladungsträger durch Rekombination abzubauen. Mit dem Thyristor *ST 103/4* gibt es diese Schwierigkeiten nicht. Die Typen *ST 108*, *ST 111* und *ST 121* sind dagegen auf Grund ihrer höheren Freiwerdezeit für diesen Zweck ungeeignet!

Zum Einstellen der Helligkeit der Glühlampe, d. h. des Zündverzögerungswinkels α (Bild 1), wird das Potentiometer *R*4 benutzt. Mit der Dimensionierung nach Bild 2 wurden Zündverzögerungswinkel von 25° bis 160° erreicht.

Die Drossel Dr1 hat eine Doppelfunktion. Zusammen mit dem Kondensator *C*2 wirkt sie als Funkentstörung. Gleichzeitig begrenzt sie die Stromanstiegsgeschwindigkeit auf Werte, die für den Thyristor ungefährlich sind. Sie darf keinesfalls weggelassen werden.

Die Schaltung ist für Glühlampen bis etwa 300 W zulässig. Höhere Lampenlasten sind wegen des hohen Einschaltstroms geringer Kaltwiderstand der Glühlampe) nicht möglich. Der Einschaltstrom ist etwa 15mal größer als der Nennstrom.

Für den Transistor T1 (*KF 517*) kann notfalls auch ein entsprechender Germanium-Transistor (z. B. *GC 117*) eingesetzt werden. Es muß aber ein Typ mit sehr niedrigem Kollektorreststrom sein (möglichst vor dem Einbau kontrollieren), da sonst u. U. der Kollektorreststrom zum Kippen der Schaltung ausreicht. Das bedeutet, daß einwandfreie Funktion in Frage gestellt ist.

3. Hinweise zu Aufbau und Erprobung der Schaltung

Bild 4 und Bild 5 enthalten eine Leiterplatte für den Helligkeitssteller.

Als Drossel Dr1 wurde eine handelsübliche Drossel 6 µH/10 A verwendet. Sie muß umgewickelt werden: Auf dem Kern sind 80 Windungen mit 0,6-mm-Kupferlackdraht aufzubringen.

Die offene Schaltung darf aus Sicherheitsgründen nur mit einem Trenntransformator erprobt werden. Arbeiten an der Schaltung, z. B. Auswechseln von defekten Bauteilen, sind nur im spannungslosen Zustand (gezogener Netzstecker) durchzuführen.

Das Gehäuse muß wegen der notwendigen Schutzisolierung aus Kunststoff angefertigt werden. Alle blanken Metallteile sind sorgfältig abzudecken. Problematisch ist vor allem die Potentiometerachse. Steht kein Modell mit Kunststoffachse zur Verfügung, so muß durch ein speziell angefertigtes Zwischenstück aus Isoliermaterial dafür gesorgt werden, daß auch ein versehentlich loser Bedienknopf oder eine dadurch herausragende Schraube nicht zu Unfällen führen kann.

Drehzahlregelung eines Universalmotors (Blatt 1)

Die Multimax *HBM 250 E* ist seit langem mit einem elektronischen Drehzahlsteller ausgerüstet. Mit ihm läßt sich die Drehzahl stufenlos einstellen. Bei diesem Typ von Stellern hängt die Drehzahl jedoch stark von der Belastung ab. Im unteren Drehzahlbereich führen schon relativ geringe Belastungen zum Stillstand der Maschine. Die im folgenden beschriebene Schaltungsvariante, die ebenfalls eine stufenlose Drehzahleinstellung gestattet, vermeidet diesen Nachteil. Die Drehzahl bleibt unabhängig von der Belastung, nahezu konstant.

1. Grundlage der Drehzahlsteuerung von Universalmotoren

Eine Drehzahländerung des Universalmotors läßt sich durch Änderung der Ankerspannung U_A oder der Feldspannung U_F oder durch eine Kombination beider Möglichkeiten vornehmen. Im folgenden Beispiel wird die gesamte am Motor anliegende Spannung, also sowohl U_A als auch U_F, geändert. Verringert man die angelegte Spannung, so sinkt die Drehzahl proportional zur Spannungsverminderung.
Die Spannung wird bei Drehzahlstellern bzw. Drehzahlreglern mit Thyristoren durch eine Phasenanschnittsteuerung des Thyristors geändert.
Der Thyristor ist ein steuerbarer Gleichrichter, der nur durch Stromimpulse an seiner Steuerelektrode in den leitenden Zustand gelangen kann. Fehlen die Impulse, so sperrt er in beiden Richtungen der angelegten Wechselspannung. Mit einem entsprechenden Steuergerät an der Steuerelektrode des Thyristors kann man die Leitphase während der positiven Halbwelle nahezu zwischen 0 und 180° kontinuierlich steuern.

2. Schaltungsbeschreibung der Drehzahlregelung

Kernstück der Drehzahlregelung (Bild 1a) ist neben dem Thyristor Th1 ein Verstärker (Transistoren T1, T2, T3) mit ausgeprägtem Kippverhalten. Die Leerlaufdrehzahl wird durch die Spannung $U1$ (Bild 1b) bzw. durch die Schleiferstellung des Potentiometers P1 und des *RC*-Gliedes *R2*, *C1* bestimmt. Die Generatorspannung U_M des Motors (Bild 1b) im Zusammenhang mit dem *RC*-Glied *R2*, *C1* bewirken, daß die Drehzahl automatisch nahezu konstant bleibt. Im einzelnen laufen folgende Vorgänge ab: In der negativen und zu Beginn der positiven Halbwelle der angelegten Netzwechselspannung ist der Motor stromlos. Auf Grund der Remanenz des Eisenpakets wirkt er in dieser Phase als Generator und erzeugt eine drehzahlabhängige Generatorspannung U_M. Diese steigt proportional mit der Drehzahl und erreicht im allgemeinen Werte bis etwa 10 V für die maximale Drehzahl.
Zu Beginn der positiven Halbwelle sind die Transistoren T1 und T3 sowie der Thyristor Th1 gesperrt; Transistor T2 leitet. Aus dem Prinzipschaltbild 1b ersieht man, daß der Kondensator *C1* jetzt über den Widerstand *R2* durch die Differenz der Spannungen $U1 - U_M$ aufgeladen wird. $U1$ läßt sich mit dem Potentiometer zwischen 0 und 18 V einstellen. Erreicht die Spannung des Kondensators *C1* die Basisschwellspannung des Transistors T1, so schalten die Transistoren T1 und T3 durch, der Transistor T2 sperrt. Der Emitterstrom des Transistors T3 zündet den Thyristor. Gleichzeitig nimmt die Spannung U_M am Motor den Augenblickswert der Netzwechselspannung an und lädt den Kondensator C1 auf den Wert der Flußspannung der Diode D2 um. D2 schützt während der Leitphase des Thyristors die Schaltung vor der Zerstörung.
Belastet man den Motor, so sinkt zunächst die Drehzahl. Dadurch verringert sich auch die Generatorspannung U_M. Die Differenz $U1 - U_M$ vergrößert sich. Das bewirkt eine schnellere Aufladung des Kondensators *C1* und als Folge eine frühere Zündung des Thyristors Th1. Der Motor bekommt mehr Energie zugeführt und versucht, die ursprüngliche Drehzahl zu erreichen. Ähnlich liegen die Verhältnisse bezüglich Leerlaufdrehzahleinstellung mit dem Potentiometer *P1*. Eine Erhöhung der Drehzahl erreicht man durch Vergrößerung von *U1* (Drehung des Schleifers von *P1* in Richtung des Punktes A). Dadurch erhöht sich die Spannungsdifferenz $U1 - U_M$, so daß der Kondensator *C1* schneller auf die Basisschwellspannung des Transistors T1 aufgeladen wird. Der Thyristor Th1 zündet früher, am Motor

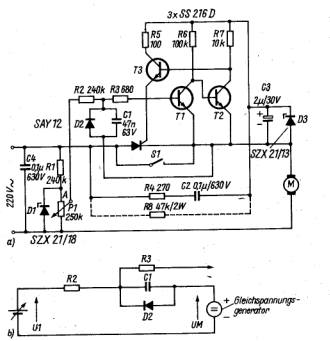


Bild 1 *a* – Beschaltung der Drehzahlregelung, *b* – Prinzipschaltung zur Wirkungsweise der Drehzahlregelung

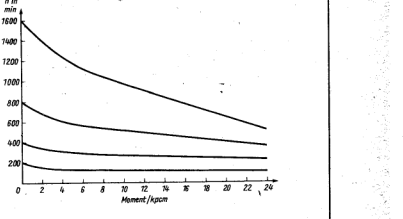


Bild 2 Drehzahl-Moment-Kennlinien der *HBM 250* mit Drehzahl-Regelschaltung

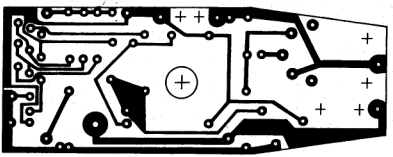


Bild 3 Leiterplatte der Drehzahlregelung (Leiterseite)

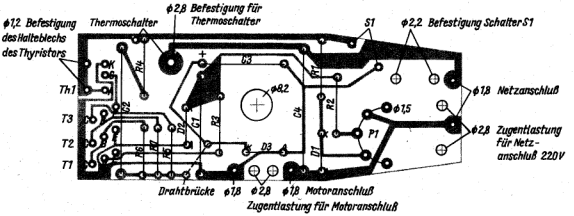


Bild 4 Leiterplatte der Drehzahlregelung (Bestückungsplan)

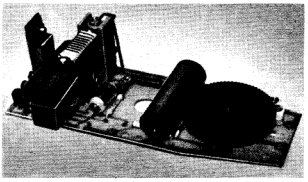


Bild 5 Bestückte Leiterplatte der Drehzahlregelung

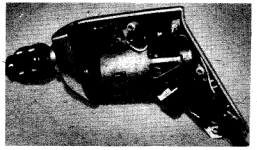


Bild 8 *Multimax* mit Drehzahlregelung

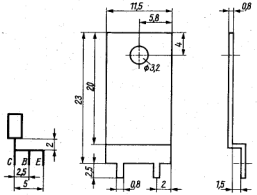


Bild 6 Maßskizze zum Abwinkeln der Transistoren

Bild 7 Halteblech für den Thyristor

liegt deshalb eine größere Spannung an, und die Drehzahl erhöht sich.
Das *RC*-Glied *R4*, *C2* bildet die TSE-Beschaltung des Thyristors Th1 (TSE: Träger-Stau-Effekt) und erzeugt in Verbindung mit dem Elektrolytkondensator *C3* und der Z-Diode D3 die Betriebsspannung für die Transistorschaltung. Der Kondensator *C4* ist zur Funkentstörung erforderlich. Mit dem Schalter S1 läßt sich Vollwellenbetrieb herstellen.
Die in Bild 1 angegebene Dimensionierung bezieht sich speziell auf die *HBM 250 (Multimax)*. Sie stellt in einigen Punkten auf Grund des geringen zur Verfügung stehenden Volumens einen Kompromiß dar. Die Schaltung eignet sich aber grundsätzlich für alle Universalmotoren bis zu einer Nennleistung von 500 W, wenn für eine ausreichende Kühlung des Thyristors gesorgt wird. Der Widerstand *R4* ist dann auf etwa 150 Ω zu verringern. Gleichzeitig wird der Kondensator *C2* auf 0,22 bis 0,47 µF erhöht. Mit dem *RC*-Glied *R2*, *C1* kann das Regelverhalten beeinflußt werden.
Häufig kommt es mit dieser Schaltung zu Schwingungen, die sehr schnell zur Zerstörung des Thyristors führen. Die Ursache ist der Störschutzkondensator des Motors, den man nur unter der Bedingung entfernen darf, daß die Schaltung in unmittelbarer Nähe des Motors angebracht wird. Dann genügt der Kondensator *C4* als Funkentstörung. Zusätzlich sollte parallel zum Kollektor des Motors noch ein Kondensator 22 nF/630 V gelegt werden.
Bild 2 zeigt die Drehzahl-Moment-Kennlinie für die *HBM 250* mit der Drehzahlregelung nach Bild 1. Deutlich ist eine relativ hohe Steilheit im unteren Drehzahlbereich zu erkennen. Vjelfach führt das zu einem unruhigen Lauf. Eine Verbesserung ä ßt sich meist durch den zusätzlichen Einbau des Widerstands *R8* erzielen.

3. Hinweise für den Einbau in die HBM 250 (Multimax)

Bild 3 zeigt die Leiterseite und Bild 4 den Bestückungsplan der Leiterplatte. Eine bestückte Leiterplatte wird in Bild 5 wiedergegeben.
Folgende Spezialbauelemente werden benötigt:
Thermoschalter: Er ist in den Typen *HBM 250* und *HBM 250 E* vorhanden. Knopfpotentiometer *P1*: Es handelt sich um eine Spezialanfertigung der *HBM 250 E*. Sie kann von der alten Stellerplatte übernommen werden. Anderenfalls wird die Drehscheibe eines normalen Knopfpotentiometers für gedruckte Schaltungen durch eine selbstangefertigte mit d = 31 mm ersetzt. Mikroschalter S1: Dieser Schalter ist eine Spezialanfertigung für die *HBM 250 E* und kann von der alten Stellerplatte übernommen werden. Der Umbau eines Mikrotasters 0,3 A/125 V ist möglich, wobei die Gehäuseschalen und die Halterung für den Schaltstößel zu entfernen sind.
Bei der Bestückung der Leiterplatte ist der Kondensator C2 als letztes Bauelement aufzulöten, da er andere Bauelemente verdeckt.
Die Transistoren T1, T2, T3 sind gemäß Bild 6 abzuwinkeln. Der Thyristor ist mit einem Haltewinkel entsprechend Bild 7 einzubauen.
Am Eisenpaket des Motors müssen die beiden Nocken rechts und links außen abgefeilt werden. Zwischen Eisenpaket und Leiterplatte muß eine Isolierscheibe (etwa 0,5 mm Hartpapier oder ähnliches) mit der gleichen Größe wie die Leiterplatte angeordnet werden, um Kurzschlüsse über das Eisenpaket zu vermeiden. Die Leiterplatte sollte man mit Lack gegen Feuchtigkeit schützen, da sich an der Maschine beim Umsetzen von einem kalten in einen warmen Raum Kondensationsfeuchtigkeit bildet und deshalb keine einwandfreie Funktion gewährleistet ist.
Bild 8 zeigt die geöffnete *Multimax* mit eingebauter Drehzahlregelung.

4. Hinweise für die Erprobung der Schaltung

Die vorliegende Drehzahlregelung ist eine vielfach erprobte und in der Praxis bewährte Schaltung. Sind nur einwandfreie Bauelemente verwendet worden, so erübrigt sich die Erprobung vor dem Einbau in die *Multimax*. Die erstmalige Inbetriebnahme kann dann sofort im eingebauten Zustand bei geschlossenem Gehäuse erfolgen.
Die offene Schaltung darf aus Sicherheitsgründen nur mit einem Trenntransformator erprobt werden! Arbeiten an der Schaltung, z. B. Auswechseln von defekten Bauteilen, sind nur in spannungslosem Zustand (gezogener Netzstecker) durchzuführen! Sollte eine Fehlersuche notwendig sein, so kann diese weitgehend mit einer Gleichspannung von 9 bis 12 V vorgenommen werden. Diese Spannung legt man an die Z-Diode D3 (Plus an die Katode). An den Kollektoren der Transistoren liegen folgende Spannungen: T1 etwa 0,6 V, T2 etwa 0,2 V, T3 etwa 9 bis 12 V.
Stimmen diese Werte annähernd, wird ein Widerstand (etwa 50 kΩ) von Plus auf die Basis des Transistors T1 gelegt. Es stellen sich dann folgende Kollektorspannungen ein: T1 etwa 0,2 V, T2 etwa 1 bis 3 V, T3 etwa 1 bis 3 V.
Sollten wesentliche Abweichungen auftreten, ist einer der Transistoren defekt.
Außerdem kann man noch parallel zur Z-Diode D1 eine 4,5-V-Batterie legen. Bei Einstellen des Potentiometers *P1* auf Größtwert erhält man die gleichen Kollektorspannungen wie mit dem zusätzlichen Widerstand. Damit ist der Verstärker einschließlich Regelglied überprüft. Als mögliche weitere Fehlerquellen bleiben dann nur noch Thyristor und TSE-Beschaltung.

Lichtemitteranzeigebauelemente – Grundlagen und Beispiele

1. Einleitung

Zu den Lichtemitteranzeigebauelementen, heute ganz allgemein auch Lichtemitterdiodenanzeigen (LED) genannt, die sichtbares Licht emittieren, zählen Lichtemitterdioden oder lichtemittierende Dioden (LED) und Lichtemittersymbolanzeige-Bauelemente (FSA).

Lichtemitteranzeigebauelemente haben folgende Vorteile:
- niedrige Betriebsspannung,
- niedriger Stromverbrauch,
- sehr hohe Lebensdauer,
- schaltkreiskompatibel,
- praktisch trägheitslos,
- kein Einschaltstromstoß,
- Gleichrichtereffekt,
- Spannungsschwelle,
- kleine Abmessungen,
- hohe Stoß- und Vibrationsfestigkeit.

Die lichtemittierende Diode ist das Ausgangsprodukt für alle lichtemittierenden Anzeigebauelemente. Sie werden grundsätzlich in Durchlaßrichtung betrieben. Durch den fließenden Strom gelangen frei bewegliche Elektronen über den pn-Übergang ins p-Gebiet, wo sie mit den dort vorhandenen Defektelektronen rekombinieren. Bei diesem Vorgang wird Energie als Strahlung abgegeben. Bild 1 zeigt den Halbleiterkristall einer LED auf der Basis von Gallium-Arsenid-Phosphid (GaAsP).

Der pn-Übergang befindet sich etwa 2 bis 4 µm unter der Halbleiteroberfläche. Das Licht wird in dem dünnen p-Gebiet erzeugt und verläßt den Kristall durch die nahe Oberfläche. Alles Licht, das sich in das Innere des Kristalls ausbreitet, wird absorbiert.

Das durch elektrische Energie hervorgerufene Licht ist nahezu einfarbig (monochromatisch).

Die Farbe des abgestrahlten Lichtes ist abhängig vom gewählten Kristallmaterial und dessen Dotierung. Gallium-Arsenid-Phosphid wird vor allem für Bauelemente verwendet, die rotes Licht emittieren. Diese Bauelemente lassen sich nach einer wirtschaftlichen Technologie herstellen. Die Lichtabgabe ist etwa proportional zum Flußstrom.

Die Materialkombination Gallium-Phosphid (GaP) strahlt je nach Dotierung in den Farben grün, gelb und rot. Der Herstellungsprozeß von GaP ist aufwendiger als der von GaAsP. Die im folgenden behandelten Lichtemitteranzeigebauelemente basieren auf GaAsP.

Während lichtemittierende Dioden vorwiegend für Signalzwecke verwendet werden, stellt man mit Festkörper-Symbolanzeigen Ziffern, Zeichen und Symbole dar. Zur Darstellung von Ziffern hat sich die 7-Segment-Konfiguration allgemein durchgesetzt. Die in Form einer 8 angeordneten Leuchtsegmente genügen, um sämtliche Ziffern und darüber hinaus einige Symbole und Buchstaben darstellen zu können.

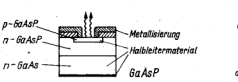


Bild 1 Kristallaufbau einer lichtemittierenden GaAsP-Diode

Bild 2 LED-Bauelement *VQA 13*

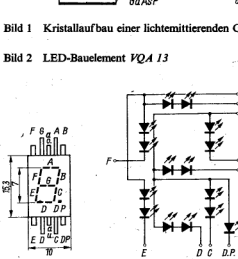


Bild 3 Anzeigebauelement *VQB 71* mit 7 mm Symbolhöhe

Bild 4 Innere Schaltung der *VQB 71*

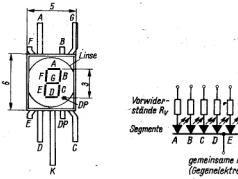


Bild 5 Anzeigebauelement *VQB 37* mit 3 mm Symbolhöhe und gemeinsamer Katode

Bild 6 Innere Schaltung der *VQB 37*

2. Bauformen

Allgemein haben sich Allplastgehäuse durchgesetzt. Das Plastmaterial läßt sich zur Verbesserung des Kontrasts rot einfärben. Bild 2 zeigt eine LED, die wegen ihrer kleinen Bauform direkt in gedruckte Schaltungen zur Überwachung von Schaltzuständen eingelötet werden kann. Diese Ausführung ist als Signallichtquelle für Gerätefrontplatten gedacht. Sie hat für diesen Zweck am Gehäusefuß einen ringförmigen Ansatz, mit dem sie in einem speziellen Befestigungsteil montiert wird.

Symbolanzeigebauelemente gibt es je nach Anwendungszweck in vielfältigen Gehäusebauformen. Dabei ist einmal zwischen einstelligen und mehrstelligen Bauelementen zu unterscheiden. Zum anderen interessiert, ob die Katode oder die Anode als gemeinsame Gegenelektrode für einzelne Segmentelektroden ausgebildet wurde.

Das in Bild 3 gezeigte einstellige LED-Anzeigebauelement hat 7 mm hohe Ziffern. Jedes Segment ist aus zwei in Reihe geschalteten LED zusammengesetzt. Durch diese konstruktive Maßnahme, bei der sich die beiden Flußspannungen der LED addieren, verschiebt sich die Durchlaßkennlinie (Bild 7) nach rechts. Bei der Berechnung der Vorwiderstände für die Segmente ist dieser Umstand zu berücksichtigen.

Als gemeinsame Gegenelektrode (Bild 4) ist die Anode ausgebildet. Katodenseitig steuert man bei der Verarbeitung von BCD-Signalen mit dem für diesen Zweck vorgesehenen integrierten Schaltkreis *D 147 C* an.

Die Ziffern der Bauform nach Bild 5 werden durch aufgespritzte Linsen optisch auf 3 mm vergrößert. Dieses Bauelement hat die Katode als gemeinsame Gegenelektrode (Bild 6). Die Segmente bestehen aus Einzeldioden.

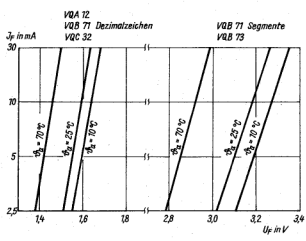


Bild 7 Durchlaßstromkennlinien für Anzeigebauelemente

Der Typ *VQB 37* wird für vielstellige Instrumenten-Anzeigen eingesetzt. Solche Anzeigen werden vorwiegend zeitmultiplex angesteuert. Aus diesem Grund hat die Katode als gemeinsame Gegenelektrode schaltungstechnische Vorzüge.

3. Eigenschaften

Die in Abschnitt 3.1. bis Abschnitt 3.4. beschriebenen Eigenschaften gelten (da das gleiche Material verwendet wurde) sowohl für Lichtemitterdioden wie auch für Symbolanzeigebauelemente. Die angeführten Kennlinien basieren auf Einzelmessungen und können deshalb nur orientierenden Charakter haben.

3.1. Durchlaßstromkennlinien

Bild 7 zeigt Durchlaßstromkennlinien für Festkörperanzeigebauelemente. Sie sind den Kennlinien von Siliziumdioden ähnlich. Ihre Schwellspannung liegt aber entsprechend höher ($U_F \approx 1{,}5$ V bis 1,6 V). Eine Ausnahme bildet die *VQB 71* ($U_F \approx 3{,}6$ V).
Der Knick der Kennlinie ist stark ausgeprägt. Nach dem Knick steigt sie steil an. Dieser Anstieg zeigt, daß die Spannung über einer Diodenstrecke vom durchfließenden Strom nur wenig beeinflußt wird. Die maximal zulässige Sperrspannung liegt bei diesen Bauelementen in der Größenordnung von $U_R \approx 4$ V. Eine sperrseitige Belastung (z. B. bei Wechselspannungsbetrieb) ist nur bedingt zulässig oder durch schaltungstechnische Maßnahmen auszuschließen. Kommt man dieser Forderung nicht nach, so führt das zur Zerstörung der Sperrschicht und damit zum Ausfall des Bauelements.

3.2. Abhängigkeit der Lichtstärke vom Durchlaßstrom

Der Kurvenverlauf der Kennlinie (Bild 8) zeigt, daß im normalen Betriebsbereich die relative Lichtstärke linear mit dem Durchlaßstrom ansteigt. Bei jeder Änderung des Durchlaßstroms ändert sich auch die Lichtstärke. Der Durchlaßstrom und damit die Lichtstärke können bei unverändertem Vorwiderstand durch Schwankungen der Versorgungsspannung und durch äußere Temperatureinflüsse beeinflußt werden.

3.3. Temperaturverhalten

Aus dem Kennlinienfeld (Bild 7) ist zu erkennen, daß die Festkörperanzeigebauelemente in ihrem Verhalten von der Temperatur beeinflußt werden.
Neben den Kennlinien für eine Umgebungstemperatur von $\vartheta_a = 25$ °C (Zimmertemperatur) wurden zwei weitere für die Temperaturen $\vartheta_a = 10$ °C und $\vartheta_a = 70$ °C eingezeichnet. Aus ihrer Lage ist zu erkennen, daß bei gleichem Flußstrom unterschiedliche Flußspannungen gemessen werden, oder daß bei gleicher Flußspannung die Flußströme abweichende Werte zeigen. Sich ändernde Flußstromwerte führen, wie zuvor angedeutet, zu Rückwirkungen auf die Lichtstärke. Da die Werte der genannten Parameter bei steigender Umgebungstemperatur kleiner werden, ordnet man ihnen ein negatives Temperaturverhalten zu.

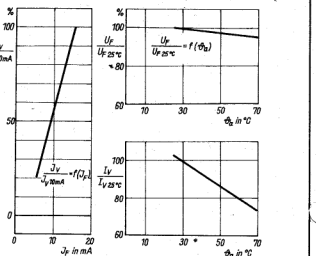


Bild 8 Relative Lumineszenz-Intensität, bezogen auf einen Flußstrom $I_F = 10$ mA

Bild 9 Relative Flußspannung, bezogen auf eine Umgebungstemperatur $\vartheta_a = 25$ °C

Bild 10 Relative Lumineszenz-Intensität, bezogen auf eine Umgebungstemperatur $\vartheta_a = 25$ °C

Bild 9 zeigt, mit welchen Größenordnungen zu rechnen ist. Die Beeinflussung der Lichtstärke durch Temperaturschwankungen ist nicht unerheblich. Sie kann, wie aus Bild 10 ersichtlich, bis auf etwa 70 % zurückgehen, wenn die Umgebungstemperatur entsprechend hoch ansteigt.

3.4. Berechnung des Arbeitswiderstandes

Der durch ein Festkörperanzeigebauelement fließende Strom I_F (Durchlaßstrom) darf einen maximal zulässigen Wert $I_{F\,max}$ nicht überschreiten.
Der Grenzwert beträgt z. B. für die LED *VQB 12* $I_{F\,max} = 20$mA. Die Strombegrenzung wird durch einen Vorwiderstand R_v (Bild 11) erreicht, wobei es bei LED zunächst gleichgültig ist, ob man diesen in die Anoden- oder in die Katoden-Zuleitung einfügt. Für FSA gilt analog Bild 6. Der Widerstand errechnet sich aus

$$R_v = \frac{U_b - U_F}{I_F};$$

U_b – Betriebsgleichspannung in V, U_F – Flußspannung in V, I_F – Flußstrom in mA, R_v in kΩ.
Für die Betriebsspannungen $U_b = 5$ V (TTL-Betriebsspannung s. *Originalbauplan* Nr. 29) und $U_b = 12$ V ergeben sich die Vorwiderstände $R_v = 230\,\Omega$ bzw. $R_v = 700\,\Omega$.
Aus den Kennlinienfeldern (Bild 7) läßt sich ableiten, daß ein großer Vorwiderstand in Verbindung mit einer hohen Betriebsspannung, bei Betriebsspannungsschwankungen eine viel kleinere Flußstromänderung nach sich zieht, als das beim Betrieb eines Lumineszenzbauelements mit kleiner Betriebsspannung und folglich kleinerem Vorwiderstand der Fall ist. Es sei daran erinnert; daß Flußspannungsabweichungen zu entsprechenden Schwankungen der Lichtstärke führen.

Bild 11 Prinzipschaltung eines LED-Bauelements mit Vorwiderstand

1. Zündsysteme für Otto-Motoren

1.1. Einleitung

Das klassische Batterie-Spulen-Zündsystem nach Bild 1 weist eine Reihe von Mängeln auf, die eine Weiterentwicklung erfordern:
- begrenzte Energie des Zündfunkens, Abnahme der Funkenenergie bei hohen Drehzahlen,
- Empfindlichkeit gegenüber kleinerem Isolationswiderstand auf der Sekundärseite,
- hohe Strombelastung des Unterbrecherkontakts und damit Abbrand der Kontakte.

Moderne Kraftfahrzeugmotoren sind hoch verdichtet, haben eine hohe Drehzahl, und der Treibstoff enthält Antiklopfmittel. Einer weiteren Erhöhung der Leistungsfähigkeit von Batterie-Spulen-Zündsystemen sind heute technische Grenzen gesetzt. Es gibt folgende Wege der Verbesserung:

a – Einsatz eines Leistungstransistors hinter dem Unterbrecher und damit Möglichkeit der Verkleinerung der Primärinduktivität der Zündspule, Entlastung des Unterbrecherkontakts vom hohen Strom und primärseitig Versteilerung des Stromanstieges (Verbesserung des Spulenzündsystems).

b – Einsatz der Kondensatorzündung, d. h., Erzeugung einer Spannung von 200 bis 500 V mit Transverter und Entladung über die Zündspule mit entsprechend gesteuerten Thyristoren. Dieses elektronisch komplizierte System ist zukunftssicher, da es sich für höchste Drehzahlen eignet und auch bei niedrigen Drehzahlen hohe Funkenleistung ermöglicht. Außerdem ist es gegenüber dem Isolationswiderstand auf der Sekundärseite relativ unempfindlich.

Für beide Verfahren soll ein Beispiel gegeben werden.

1.2. Berechnung der Spulenzündsysteme

Der Primärstrom in der Zündspule steigt nach dem Schließen des Unterbrechers exponentiell an und erreicht im Moment des Öffnens den Wert

$$i_p = \frac{U_{batt}}{R1}\left(1 - e^{-\frac{R1}{L1}t_k}\right);$$

U_{batt} – Spannung der Fahrzeugbatterie,
$R1$ und $L1$ – Widerstand und Induktivität der Primärseite der Zündspule,
t_k – Schließzeit des Unterbrechers.
Für t_k gilt

$$t_k = \gamma T = \gamma \frac{120}{N_z n};$$

$\gamma = t_k/T$ – Schließwinkel,
N_z – Zylinderzahl,
n – Umdrehungen je Minute beim Viertaktmotor.

Bild 1 Spulen-Batterie-Zündsystem für Kraftfahrzeuge

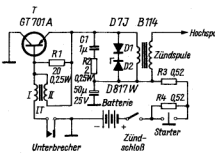


Bild 2 Sowjetische Transistor-Zündanlage *TK 102*

Werte für i_p liegen im Bereich von 3 bis 7 A. Für die maximale Sekundärspannung gilt

$$U_{2\,max} = i_p(w2/w1)\sqrt{\frac{L1}{C1 + C2\,(w2/w1)^2}};$$

w2/w1 – Übersetzungsverhältnis der Zündspule (es liegt bei Werten zwischen 40 und 100),
$C1$ – Primärkreiskapazität (etwa 0,3 µF),
$C2$ – Parallelkapazität des Sekundärkreises.

Die Funkenenergie beträgt $W_L = L1\,\frac{i_p^2}{2}$.

Für die Kondensatorzündung beträgt die Funkenenergie $W_C = CU^2/2$
(U – Ladespannung des Kondensators), und die maximale Sekundärspannung ergibt sich zu

$$U2_{max} = U(w2/w1)\frac{C1}{C1 + C2\,(w2/w1)^2}.$$

Die Funkenenergie bei Spulenzündung liegt bei einem Unterbrecherstrom von 5 A und einer Primärinduktivität von 5 mH (bei $R1 = 1\,\Omega$) bei $W_L = 0{,}067$ Ws. Bei der Kondensatorzündung ergeben sich für $C = 1$ µF und $U = 400$ V die entsprechenden Größen zu $W_C = 0{,}08$ Ws. Die Funkenenergie kann durch Spannungserhöhung oder durch Vergrößerung der Kapazität leicht auf 0,1 Ws gebracht werden. Damit sind noch sekundäre Isolationswiderstände um 100 kΩ zulässig. Die Steilheit des Spannungsanstiegs für den Zündfunken wird größer. Vergrößert man den Kerzen-Elektrodenabstand auf 0,8 bis 0,9 mm, so erreicht man eine sichere Zündung des Benzin-Luft-Gemisches.

1.3. Beispiel für eine Transistorzündanlage

Bild 2 zeigt den Stromlaufplan des in der UdSSR gefertigten Transistorzündsatzes *TK 102* für 12-V-Bordnetze. Der Transistor T arbeitet im Schaltbetrieb (pnp-Germanium-Leistungstransistor *GT 701 A*, $U_{CBO\,max} = 100$ V, $U_{EBO} = 15$ V, $I_C = 12$ A, $P_{tot} = 50$ W, $f_g \geq 50$ kHz, $B \geq 10$, $R_{th\,j} = 1{,}2$ k/W) mit der Last im Emitterkreis. Damit kann der mit dem Gehäuse verbundene Kollektor direkt geerdet werden. Bei kurzgeschlossenem Unterbrecher wird in die Basis ein Strom von 0,3 bis 0,9 A eingespeist, und über den voll geöffneten Transistor fließt ein Primärstrom von 7 bis 8 A durch die Zündspule (Zündspule *B 114*, primärseitig 190 Wdg., $R = 0{,}4\,\Omega$, sekundärseitig 41 500 Wdg., ölgefüllt). Der spezielle Impulstransformator IT und der Widerstand $R1$ beschleunigen den Sperrvorgang des Transistors bei Öffnen des Unterbrechers. Der Kreis $C1/R2$ ist zur Glättung des Übergangsprozesses erforderlich, der durch die Streuinduktivität des Primärkreises entsteht. D1 und die Z-Diode D2 schützen den Leistungstransistor vor Überspannungen. Der

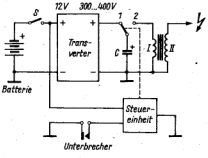


Bild 3 Prinzipschaltung einer Kondensator-Zündanlage

Impulstransformator hat folgende Daten: Primärwicklung – 50 Wdg., $R = 0{,}14\,\Omega$, $L = 0\,1$ mH; Sekundärwicklung – 150 Wdg., $R = 7\,\Omega$, $L = 6{,}2$ mH. Die Kühlfläche für den Transistor beträgt 470 cm². Das Gerät läßt sich im Temperaturbereich von −40 bis +65 °C einsetzen; es sollte im Fahrgastraum montiert werden.

Derartige Transistorzündanlagen mit besonderen »Hochleistungszündspulen« sind verbreitet im Einsatz. Bei ihrem Einbau ist der Unterbrecherkondensator zu entfernen sowie der Transistorteil und die neue Zündspule einzubauen.

Es sind auch Transistorzündgeräte mit mehreren in Reihe geschalteten Leistungstransistoren bekannt geworden, z. B. das sowjetische Gerät *PPS-1* (s. radio-fernsehen-elektronik 16 (1967) Heft 13, Seite 410), sie haben aber nicht die große Verbreitung der Kondensatorzündanlagen gefunden. Für beide Systeme gilt jedoch zumindest zum heutigen Zeitpunkt, daß sich durch ihren Einsatz der Preis des Kraftfahrzeugs erhöht. Die Spulenzündung ist immer noch am billigsten. Eine Benzineinsparung tritt durch Einbau der modernen Zündsysteme nur indirekt auf, nämlich durch Vermeiden von Zündaussetzern und durch höhere Gesamtzuverlässigkeit bei geringerer notwendiger Einstellhäufigkeit.

1.4. Beispiel für eine Kondensatorzündanlage

Bild 3 zeigt den Prinzipstromlaufplan der Kondensatorzündung mit den Baugruppen Hochspannungstransverter, Speicherkondensator und gesteuerter Entladeschalter. Als Lade-/Entladeschalter setzt man heute Siliziumthyristoren ein, die für Sperrspannungen bis 600 V und Ströme bis 15 A auch in der DDR gefertigt werden (*ST 111, ST 121*). Bild 4 zeigt die ausführliche Schaltung eines Thyristor-Kondensatorzündgeräts. Die aus der Batterie entnommene Gleichstromleistung wird einem Gegentakttransverter zugeführt, der aus den Transistoren T1 und T2 besteht (Germanium-Leistungstransistoren *P 217 W, ASZ 1017, GD 240* o. ä.). Sekundärseitig wird über eine Brücke aus 4 Silizium-Gleichrichterdioden gleichgerichtet. *R1* und *R2* sind Starterwiderstände, *R3* und *R4* begrenzen den Basisstrom der Transistoren. Als Lade-/Entladeschalter für den Speicherkondensator *C3*/*C4* liegen zwei Thyristoren in Serie. Sie werden über die Gate-Elektroden gleichzeitig gezündet. Dabei sichern *R8*, *C2* und D6 das Zünden des oberen Thyristors. Über ein *RC*-Dioden-Netzwerk wird aus Schließen und Öffnen des Unterbrechers der definierte Zündimpuls für die Thyristoren hergestellt. D5 und *C1* bilden ein NF-Filter, das Störungen vom Zündkreis der Thyristoren fernhält.

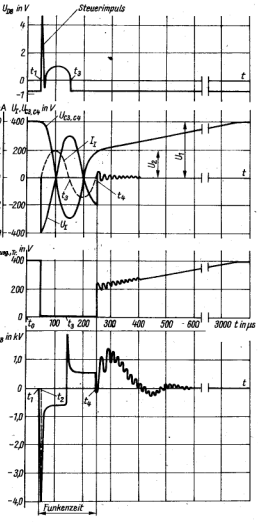


Bild 5 Strom- und Spannungsverläufe zur Schaltung nach Bild 4

Bild 5 zeigt die Spannungs- und Stromverläufe in der Schaltung. Nimmt man an, daß der Unterbrecher im Einschaltmoment geöffnet ist, dann wird beim Anlegen der Speisespannung die Steuerelektrode von D8 über *R7* an den negativen und die Katode des Thyristors über D5 an den positiven Pol der Speisespannung gelegt. Damit liegt an der Steuerelektrode ein negatives Potential, das durch D9 auf 0,6 bis 0,7 V begrenzt wird.

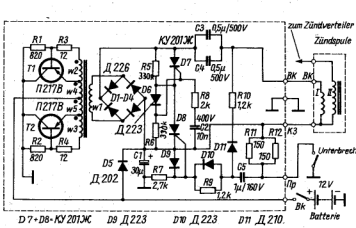


Bild 4 Kondensator-Zündanlage mit zwei in Serie geschalteten Thyristoren

Der Transverter schwingt an und lädt *C3*/*C4* auf 400 V auf (Moment t_0 in Bild 5). Die Thyristoren bleiben gesperrt, und an jedem liegt, da *R5* = *R6* ist, die halbe Spannung, also 200 V. *C2* lädt sich über *R8* auf die an *R6* abfallende Spannung auf. Beim Schließen des Unterbrechers lädt sich *C5* über die Dioden *D5*, *D9* und den Widerstand *R9* auf die Batteriespannung auf. *R9* verzögert etwas die Ladung von *C5* als »Prellfilter« für den Unterbrecher. Beim Öffnen des Unterbrechers zum Zeitpunkt t1 entlädt sich *C5* über D10, über den Steuerkreis des Thyristors D8 und über die Widerstände *R11*, *R12*. Damit gelangt ein positiver Impuls an das Gate, und D8 schaltet. Die Spannung an *C2* wird über *R8* an das Gate von D7 geführt. Dadurch schaltet auch D7 und legt die Primärseite der Zündspule an den auf 400 V aufgeladenen Kondensator *C3*/*C4*. Dieser kurzzeitige sekundärseitige Kurzschluß unterbricht die Transverterschwingungen. Über R10 und D11 wird ein negativer Impuls zur Umladung von *C5* aus der Zündspule gewonnen, der ein Wiedereinschalten der Thyristoren verhindert. Die Impulsdauer beträgt 2 µs. Die Steilheit des Anstiegs der Sekundärspannung hängt von den Kennwerten der Zündspule ab. Bei einer serienmäßigen Spule beträgt die Anstiegszeit 5 bis 10 µs. Im Kreis Zündspule, *C3*/*C4* sowie D7/D8 tritt eine gedämpfte Schwingung auf, nach deren Ende die Thyristoren wieder gesperrt sind. Der Transverter lädt in etwa 3 ms die Kondensatoren *C3*/*C4* wieder auf. Aus dem Bild kann man die Funkendauer zu 200 µs ablesen. Durch diesen kurzen Zündimpuls (die Entflammung des Benzin-Luftgemischs dauert 10 bis 15 µs) wird die Lebensdauer der Zündkerzen erhöht. Der Unterbrecherstrom liegt bei 200 mA, er ist nicht induktiv. Bei einem Vierzylinder-Viertaktmotor mit 6000 Umdrehungen in der Minute beträgt die Funkenfolge 200/s. Der Transverter muß deshalb den Speicherkondensator schnell aufladen (3 ms). Der Elektrodenabstand für die Zündkerzen ist auf 1 bis 1,2 mm einzustellen. Beim Zweitaktmotor beträgt die notwendige Funkenfrequenz das Doppelte.

Die Stromaufnahme eines Kondensatorzündgeräts hängt von der Tourenzahl des Motors ab. Bei einem Vierzylinder-Viertaktmotor werden im Leerlauf 0,5 A und bei 6000 Umdrehungen je Minute etwa 1,5 A aufgenommen. Kondensatorzündgeräte lassen sich bis zu Umdrehungszahlen von 10000/min einsetzen. Als Vorteile der Thyristorzündung sind zu nennen: geringer Stromverbrauch, kein Durchbrennen der Zündspule, wenn versehentlich bei geschlossenem Unterbrecher das Ausschalten vergessen wurde, bessere Starteigenschaften im Winter (bei geringerer Stromverstärkung der Transvertertransistoren sind *R1* und *R2* auf 510 bis 750 Ω zu verkleinern!), gleichmäßig hohe Zündspannung bei maximaler Drehzahl und dadurch etwas bessere Beschleunigung sowie höhere Endgeschwindigkeit.

Für den Transvertertransformator gibt es zwei Realisierungsmöglichkeiten:

a – Ringkern aus 0,08 Band FeSi, Außendurchmesser 40 mm, Innendurchmesser 25 mm, Höhe 12,5 mm, w1 = 1600 Wdg., 0,15-mm-CuL, w2 und w3 je 15 Wdg., 0,3-mm-CuLBB, w4 und w5 je 50 Wdg., 1,0-mm-CuL, bifilar.

b – M-55-Kern aus Dynamoblech 1V/0,35, dabei w1 = 1200 Wdg., 0,25-mm-CuL, w2 und w3 je 10 Wdg., 0,32-mm-CuL bifilar, w4 und w5 je 21 Wdg., 0,8-mm-CuL bifilar.

An Stelle der angegebenen sowjetischen Thyristoren können die DDR-Typen *ST 111/4* oder *ST 121/3* benutzt werden, als Gleichrichterdioden eignen sich *SY 206*. Die Kondensatoren *C3* und *C4* sollten Metallpapiertypen sein.

Den Elektronikteil baut man auf einer *Cevausit*-Leiterplatte, in einem metallischen Abschirmgehäuse, auf. Die Anlage wird im Fahrgastraum untergebracht, die Leitungen sind in den Motorraum zu führen. Auf einen Nachteil der Kondensatorzündung sei noch hingewiesen: die HF-Entstörung des Fahrzeugs, besonders bei UKW-Empfang, wird schwieriger.

2. Transistor-Regler für Lichtmaschinen

Die Stabilisierung der Generatorspannung, die Begrenzung des maximal zu entnehmenden Stromes und die Verhinderung von Rückstrom im Bordnetz eines Kraftfahrzeugs werden bis heute mit elektromechanischen Baugruppen geringer Lebensdauer realisiert. Derartige »Lichtmaschinenregler« arbeiten nach dem Zweipunktprinzip mit drei Relais spezieller Konstruktion, einem Vibrations-Spannungsrelais, einem Überstromrelais und einem Rückstromrelais. Es sind auch kombinierte Ein-Relais-Regler konstruiert worden.

An einen Regler für die Spannung des Fahrzeugnetzes werden folgende Forderungen gestellt:

- gute Stabilität der Bordnetzspannung bei allen praktisch möglichen Belastungen des Netzes und Drehzahlen der Maschine,
- Zuverlässigkeit und große Lebensdauer,
- leichte Regulierbarkeit,
- geringe eigenerzeugte HF-Störungen.

2.1. Einfacher Transistorregler für Bordnetze mit positivem Pol an Masse

Übliche Relaisregler erfordern Abstimmung nach 10000 bis 20000 km. Der nachfolgend beschriebene Transistorregler einfachster Bauart nach Bild 6 eignet sich für Bordnetze mit positivem Pol an Masse. Er arbeitet mit zwei Transistoren und einer Z-Diode. Der Leistungs-Transistor T1 ist ein pnp-Germanium-Typ mit etwa 3 A Kollektorstrom (*GD 240*, *ASZ 16* o. ä.), sein Emitter ist mit der Erregerwicklung der Lichtmaschine verbunden. Beim zweiten Transistor, T2 (*GC 301*), liegen zwischen Kollektor und Basis die Widerstände *R1* und *R2* und zwischen Basis und Pluspol des Akkumulators die Z-Diode D1 (*D 809* bzw. beliebiger Typ mit 9 V Z-Spannung). *R1* begrenzt den Strom, mit *R2* (1 kΩ) wird die stabilisierte Spannung eingestellt Die Funktion des Rückstromrelais übernimmt die Diode *D 305* Wenn die Akkumulatorspannung 13 bis 14 V nicht übersteigt,

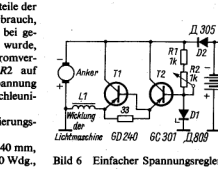


Bild 6 Einfacher Spannungsregler für Gleichstromlichtmaschinen (Plus an Masse)

sind T1 und T2 voll geöffnet. Weil jedoch schon bei 9 bis 10 V die Z-Diode D1 einen Strom über die Widerstände *R1* und *R2* fließen läßt, wird durch den damit hervorgerufenen Spannungsabfall von 13 bis 14 V an eine teilweise Sperrung der Transistoren bewirkt. Das führt wiederum zu einer Strombegrenzung durch die Erregerspule der Lichtmaschine und verhindert ein weiteres Ansteigen der Spannung auch bei höherer Drehzahl. Die Diode D2 wirkt als Rückstromschalter. Der Regler arbeitet trägheitslos, stabil und stetig. Der Wicklungswiderstand der Erregerspule der Lichtmaschine soll 5 bis 15 Ω betragen, und der maximale Erregerstrom darf 2 A nicht überschreiten. (Für diese Schaltung eignet sich also nicht jeder Lichtmaschinentyp!)

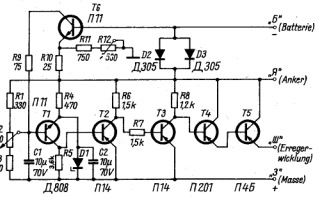


Bild 7 Elektronischer Regler als Ersatz für den Relais-Regler *PP 24* des Pkw *Moskwitsch*

2.2. Elektronischer Regler für den Pkw *Moskwitsch*

Bild 7 zeigt den Stromlaufplan eines elektronischen Reglers als Ersatz für den beim *Moskwitsch* angewendeten Dreirelaistyp *PP 24*. Die Bezeichnungen entsprechen dem Original. In dem dargestellten Stromlaufplan ist T1 der Komparator. D1 liefert die Referenzspannung, und aus dem Kollektorkreis von T1 wird das Steuersignal ausgekoppelt und in einem dreistufigen Leistungsverstärker mit nachgeschaltetem Emitterfolger auf die erforderlichen Stromwerte für die Erregerwicklung gebracht. Mit *R*2 wird die Sollspannung so eingestellt, daß bei einem Erregerstrom von 2 bis 4 A die Generatorspannung zwischen 13,2 und 13,5 V liegt. Die Dioden D2 und D3 bilden den »elektronischen Rückstromschalter«, der zuverlässiger als ein Überstromrelais funktioniert. Mit dem Transistor T6 wird der Maximalstrom der Lichtmaschine begrenzt. Als Regelgröße für den Maximalstrom wird der Spannungsabfall in Vorwärtsrichtung über den beiden Dioden D2 und D3 benutzt. Den für die Begrenzung notwendigen Wert stellt man mit *R*12 ein. Die im elektronischen Regler eingesetzten Elektrolytkondensatoren sind Tantaltypen, falls ein weiter Temperaturbereich für den Einsatz gefordert wird. Baut man das Gerät im Fahrgastraum ein, genügen Aluminiumelektrolytkondensatoren. Die Spannung wird im Drehzahlbereich von 1000 bis 4000/min konstant gehalten und der Maximalstrom auf 20 A begrenzt.

1. Allgemeines

Bei der Erzeugung niedriger Frequenzen im Bereich der Tonschwingungen verwendet man meist Widerstände und Kondensatoren in den frequenzbestimmenden Schaltungsteilen. Schwingkreisspulen für diesen Frequenzbereich sind groß, weisen ein magnetisches Streufeld auf, haben keine ausreichende Güte, und der Wert der Induktivität ist stromabhängig. Außerdem kann man mit den üblichen Drehkondensatoren nur einen sehr kleinen Frequenzbereich überstreichen, da sich beim *LC*-Schwingkreis die Frequenz mit der Wurzel aus dem *L*- und dem *C*-Wert ändert.

Unproblematischer ist die Anwendung von *RC*-Gliedern in der Oszillatorschaltung, weil sich hierbei die Frequenz linear mit den Werten von *R* und *C* ändert, so daß größere Frequenzbereiche abgestimmt werden können. Die Nachteile bei diesen *RC*-Oszillatoren bestehen darin, daß die entstehende NF-Spannung gering ist, so daß es nicht einfach ist, eine gute Sinusform der erzeugten Schwingungen zu erreichen, und daß sie einen größeren Klirrfaktor aufweisen.

Man unterscheidet zwei Arten von Oszillatoren mit *RC*-Netzwerken,

– den *RC*-Phasenschiebergenerator,
– den *RC*-Generator mit getrennter Phasenumkehr.

In der erstgenannten Schaltung bewirkt das *RC*-Glied gleichzeitig die notwendige Phasenverschiebung von 180° für die Rückkopplungsspannung und bestimmt mit seinen *RC*-Werten die erzeugte Frequenz. Bei der zweiten Schaltungsart werden die Phasenumkehr und die Frequenzselektion in getrennten Stufen der Schaltung vorgenommen. Diese zweite Schaltungsart verwendet man deshalb vor allem für abstimmbare *RC*-Generatoren.

Bild 1 zeigt *RC*-Glieder für *RC*-Generator-Schaltungen. Für Phasenschiebergeneratoren setzt man *RC*-Ketten ein, wie sie Bild 1a in dreigliedriger Ausführung zeigt, es werden aber auch viergliedrige *RC*-Ketten angewendet. Die Plätze von *R* und *C* lassen sich auch vertauschen, aus schaltungstechnischen Gründen verwendet man jedoch meist die *RC*-Ketten nach Bild 1a. Bild 1b zeigt das Doppel-T-Filter. Es besteht aus einem Hochpaß (*C*1, *C*2, *R*3) und einem Tiefpaß (*R*1, *R*2, *C*3) und wird in den Gegenkopplungszweig eines rückgekoppelten Verstärkers geschaltet. Vereinfachte Formen sind überbrückte T-Glieder, wie sie in Bild 1c und Bild 1d dargestellt werden.

Bild 1e zeigt das meistverwendete *RC*-Glied für abstimmbare *RC*-Generatoren mit getrennter Phasenumkehr; es wird als *Wien*-Brücke bezeichnet und besteht aus einer *RC*-Serien- und einer *RC*-Parallelschaltung. Zur Frequenzabstimmung der *Wien*-Brücke führt man bei hochohmigen Schaltungen (Röhre, MOSFET) *C*1 und *C*2 als Drehkondensator (2 × 500 pF) aus. Bei niederohmigen Transistorschaltungen wird für *R*1 und *R*2 ein Tandempotentiometer (meist 2 × 10 kΩ) eingesetzt.

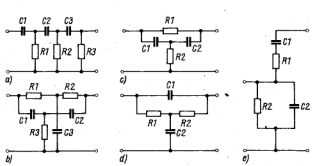


Bild 1 *RC*-Netzwerke, die für Tonfrequenz-Oszillatorschaltungen verwendet werden; *a* – Phasenschieberkette, dreigliedrig, *b* – Doppel-T-Glied, *c* und *d* – überbrücktes T-Glied, *e* – *Wien*-Brückenschaltung

Bemessungsformeln

Dreigliedrige *RC*-Kette (Bild 1a)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}\,RC} \quad \text{oder, wenn} \quad f_0 = \frac{65}{RC},$$

dann gilt: *f* in kHz, *R* in kΩ, *C* in nF.

$$R_L = 2{,}7R;\ h_{21e} = 23 + 29\frac{R}{R_L} + 4\frac{R_L}{R},$$

$$C = C1 = C2 = C3; \quad R = R1 = R2 = R3.$$

Viergliedrige *RC*-Kette

$$f_0 = \frac{\sqrt{0{,}7}}{2\pi RC} \quad \text{oder, wenn} \quad f_0 = \frac{133}{RC},$$

dann gilt: *f* in kHz, *R* in kΩ, *C* in nF.

Doppel-T-Glied (Bild 1b)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{oder, wenn} \quad f_0 = \frac{159}{RC},$$

dann gilt: *f* in kHz, *R* in kΩ, *C* in nF.

$$R = R1 = R2 = 2R3; \quad C = C3 = 2C1 = 2C2.$$

Überbrücktes T-Glied

Bild 1c –

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R1R2}} \quad \text{oder, wenn} \quad f_0 = \frac{159}{C\sqrt{R1R2}},$$

dann gilt: *f* in kHz, *R* in kΩ, *C* in nF.

$$C = C1 = C2.$$

Bild 1d –

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C1C2}} \quad \text{oder, wenn} \quad f_0 = \frac{159}{R\sqrt{C1C2}},$$

dann gilt: *f* in kHz, *R* in kΩ, *C* in nF.

$$R = R1 = R2.$$

Wien-Brücke (Bild 1e)

symmetrisch –

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{oder, wenn} \quad f_0 = \frac{159}{RC},$$

dann gilt: *f* in kHz, *R* in kΩ, *C* in nF,

$$R = R1 = R2, \quad C = C1 = C2.$$

unsymmetrisch –

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1R2C1C2}} \quad \text{oder, wenn} \quad f_0 = \frac{159}{\sqrt{R1 \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2}},$$

dann gilt: *f* in kHz, *R* in kΩ, *C* in nF.

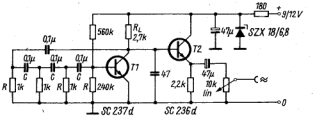


Bild 2 *RC*-Phasenschieber-Generatorschaltung

1.1. Schaltung eines Phasenschiebergenerators [1]

In der Schaltung nach Bild 2 liegt im Rückkopplungszweig der Verstärkerstufe mit T1 eine viergliedrige *RC*-Kette. Mit den angegebenen Werten von *R* und *C* beträgt die erzeugte Frequenz etwa 1 kHz. Direkt angekoppelt ist die Transistorstufe T2, die als Impedanzwandler arbeitet. Am 10-kΩ-Potentiometer kann die NF-Spannung einstellbar abgenommen werden.

1.2. Schaltung mit Doppel-T-Filter [2]

Das Doppel-T-Filter liegt in der Schaltung nach Bild 3 zwischen Basis- und Kollektorelektrode von T1. Die erzeugte NF-Spannung wird über die direktangeschlossene Impedanzwandlerstufe T2 ausgekoppelt. Durch die Verwendung eines Trimmpotentiometers (*R1*) im Doppel-T-Filter kann die erzeugte Tonfrequenz in engen Grenzen variiert werden. Die Tabelle gibt die Werte für *C1*, *C2* und *R1* bei bestimmten Frequenzen an.

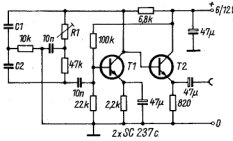


Bild 3 Generatorschaltung mit Doppel-T-Glied

Tabelle Werte zu Bild 3

Frequenzbereich in Hz	*C1* in nF	*C2* in nF	*R1* in kΩ
250... 275	22	22	220
275... 300	22	22	100
300... 350	15	15	220
340... 375	15	15	100
375... 420	10	10	220
420... 500	10	10	100
480... 500	10	10	50
500... 600	6,8	6,8	220
580... 720	6,8	6,8	100
640... 820	6,8	6,8	50
600... 800	4,7	4,7	220
680... 950	4,7	4,7	100
780...1150	4,7	4,7	50
900...1300	3,3	3,3	220
1000...1550	3,3	3,3	100
1150...1900	3,3	3,3	50
1250...2000	2,2	2,2	100
1450...2400	2,2	2,2	50
1900...2550	1,0	1,0	220
2000...6500	1,0	1,0	100
1150...3500	1,0	1,0	50

1.3. Schaltung mit überbrücktem T-Glied [3]

bild 4 zeigt den Stromlaufplan für einen *RC*-Generator mit überbrücktem T-Glied. Mit dem Schalter S1a/b können die Frequenzbereiche

Bereich 1 10 bis 100 Hz,
Bereich 2 100 bis 1000 Hz,
Bereich 3 1 bis 10 kHz,
Bereich 4 10 bis 100 kHz,
Bereich 5 0,1 bis 1 MHz

eingestellt werden, wobei man die Abstimmung der Frequenz mit dem Tandempotentiometer 2×5 kΩ vornimmt. Das T-Filter liegt zwischen Eingang und Ausgang der Verstärkerschaltung mit T1/T2/T3. Mit dem Trimmpotentiometer *R1* wird für T3 eine Stromaufnahme von 24 mA eingestellt. Durch *R2* stellt man die Ausgangsamplitude der erzeugten Tonfrequenz von 2 V ein. Die Lampen wirken als Kaltleiter zur Stabilisierung der Ausgangsamplitude.

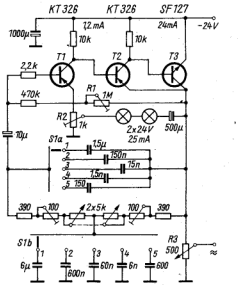


Bild 4 Generatorschaltung mit überbrücktem T-Glied

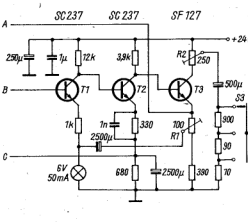


Bild 5 Verstärkerteil eines *RC*-Generators mit *Wien*-Brücke

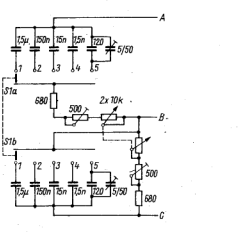


Bild 6 *Wien*-Brücke zu Bild 5 mit kontinuierlicher Abstimmung

1.4. Schaltung mit *Wien*-Brücke [4]

Für den transistorisierten *RC*-Generator mit *Wien*-Brücke wird meist eine dreistufige Verstärkerschaltung verwendet, wie sie Bild 5 zeigt. Die Skalenlampe 6 V/50 mA bewirkt die Amplitudenstabilisierung, während mit *R*1 eine ausreichende Sinusform der Ausgangsspannung eingestellt wird. Die Ausgangsamplitude stellt man mit *R*2 ein, mit dem Schalter S3 kann die Ausgangsspannung unterteilt werden.

Bild 6 zeigt eine *Wien*-Brückenschaltung zu Bild 5 für eine kontinuierliche Frequenzabstimmung mit Tandempotentiometer 2 × 10 kΩ. Die mit S1a/b umschaltbaren Frequenzbereiche sind

- Bereich 1 10 bis 100 Hz,
- Bereich 2 100 bis 1 000 Hz,
- Bereich 3 1 bis 10 kHz,
- Bereich 4 10 bis 100 kHz,
- Beriech 5 0,1 bis 1 MHz.

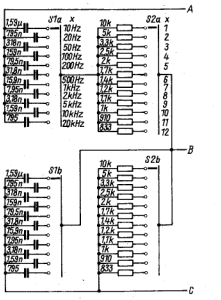


Bild 7 *Wien*-Brücke zu Bild 5 mit dekadischer Abstimmung

Mit der Schaltung in Bild 7 (eine mit den Schaltern S1a/b und S2a/b umschaltbare *Wien*-Brücke) kann man eine dekadische Frequenzeinstellung des *RC*-Generators im Frequenzbereich 10 Hz bis 240 kHz vornehmen. Die Umschaltung der Kondensatoren in 11 Stufen ergibt die Frequenzfaktoren und die Umschaltung der Widerstände in 12 Stufen die Vervielfachungsfaktoren, so daß sich insgesamt 132 Schaltstellungen und 81 unterschiedliche einstellbare Frequenzwerte ergeben.

1.5. *RC*-Generator mit MOSFET [5]

Die Eingangsschaltung des *RC*-Generators mit einem MOSFET als T1 in Bild 8 erlaubt die Verwendung von hochohmigen Widerständen in der *Wien*-Brücke, so daß zur Abstimmung der Frequenzbereiche ein Doppeldrehkondensator 2 × 500 pF eingesetzt werden kann. Mit den Widerstandswerten (*R* = *R*1 = *R*2) ergeben sich folgende Bereiche:

Bereich 1 50 bis 500 Hz mit R = 6,4 MΩ,
Bereich 2 500 bis 5000 Hz mit R = 640 kΩ,
Bereich 3 5 bis 50 kHz mit R = 64 kΩ.

Mit *R*1 wird die Sinusform der Ausgangsspannung eingestellt.

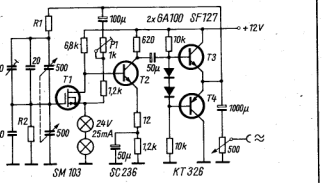


Bild 8 *RC*-Generator mit MOSFET-Eingang und *Wien*-Brücke

1.6. *RC*-Generator mit Operationsverstärker [6]

Bild 9 zeigt einen *RC*-Generator mit *Wien*-Brücke, die Verstärkerschaltung bildet der TESLA-Operationsverstärker *MAA 501*. Vom Ausgang (6) wird ein Teil der Spannung auf den nichtinvertierenden Eingang (3) zurückgeführt, so daß eine ausreichende Mitkopplung entsteht. Mit den Werten *R*1 = *R*2 = 8,5 kΩ und *C*1 = *C*2 = 47 nF hat die erzeugte Schwingung eine Frequenz von etwa 400 Hz. Das sichere Anschwingen wird mit dem Trimmpotentiometer *R*1 eingestellt. Für die Stromversorgung ist eine Betriebsspannung von ±12 V erforderlich (24 V mit Mitte an Masse!).

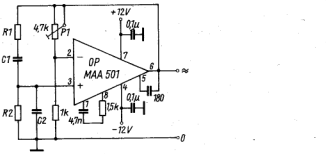


Bild 9 *RC*-Generator mit Operationsverstärker und *Wien*-Brücke

Literatur

[1] *Wirsum, S.:* Mischpulte und Mischpultmodule, Band 335 der RPB electronic-baubücher heute und morgen, Franzis-Verlag, München 1974
[2] *Koch, E.:* Vielseitige Tongeneratoren, Radio Electronica, Heft 7/1972, Seite 227 bis 230
[3] *Rózsa, S.:* Transistor-*RC*-Generatoren (2), Radiotechnika, Heft 9/1975, Seite 440/441
[4] *Rózsa, S.:* Sinus- und Rechteckgeneratoren (2), Radiotechnika, H=ft 11/1975, Seite 538 bis 540
[5] *Svobodný, Z.:* Praktische Schaltungen (3), Radiovy Konstruker, Heft 2/1970
[6] TESLA: Anwendungen der Operationsverstärker *MAA 501* bis *504*, 1972
[7] *Rózsa, S.:* Tongeneratoren (2), Radiotechnika, Heft 6/1975, Seite 288/289
[8] *Schweigert, H.:* Oszillatoren mit *RC*-Netzwerken (*RC*-Generatoren), Teil 2, Funktechnik, Heft 21/1967, Seite 832 bis 834

1. Einleitung

Meß- und Prüftechnik wird für alle Gebiete der Amateurtechnik benötigt. Impulsgeneratoren stellen vor allem Kontrollsignale zur Signalverfolgung bereit. Außerdem liefern sie genaue Vergleichsfrequenzen zur Eichung von Empfängern bzw. Bezugsfrequenzen in Meßgeräten (z. B. Zählfrequenzmessern, Uhren usw.).

2. NF-Schaltungen

Zum Einspeisen einer Wechselspannung in NF-Geräte (Verstärker, Filter, Leitungen usw.) genügen einfache astabile Multivibratoren. Oft reicht zur Prüfung eine feste Frequenz im NF-Bereich aus. Bild 1 zeigt eine Schaltung mit einem TTL-Schaltkreis *D 100* o. ä., die eine symmetrische Rechteckspannung am Ausgang liefert. Die Gatter G1 und G2 bilden den eigentlichen astabilen Multivibrator. Die erzeugte Frequenz wird von den *RC*-Gliedern bestimmt, wobei die Widerstände nur um etwa ±10% abweichen dürfen. (Der *R*-Wert in Bild 1 ist schon als ein oberer Grenzwert zu betrachten!) Die gestrichelt eingezeichneten Dioden sind zum Schutz vor zu hohen negativen Spannungen erforderlich, die eventuell beim Umladen der Kondensatoren an den Gattereingängen auftreten können.

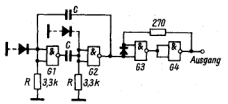


Bild 1 Astabiler Multivibrator

Die Frequenz des astabilen Multivibrators läßt sich überschlägig wie folgt berechnen:

$$f \approx \frac{175}{C};$$

f in kHz, *C* in nF.

Häufig sind Impulsgeneratoren mit veränderlicher Frequenz notwendig. Bild 2 zeigt dazu eine einfache Schaltung. Die Ausgangsspannung ist nadelförmig, was bei der Weiterverarbeitung durch Schaltungen mit Speicherverhalten (monostabile Multivibratoren, Zähler usw.) nicht stört. Mit einem nachgeschalteten Flip-Flop kann auch in diesem Fall eine symmetrische Rechteckspannung erzeugt werden. Für die Schwingfrequenz gilt:

$$f \approx \frac{1}{2RC}.$$

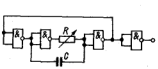


Bild 2 Impulsgenerator mit veränderbarer Frequenz

3. HF-Schaltungen

Die in Abschnitt 2 angeführten Schaltungen eignen sich auch für das HF-Gebiet, wobei die Grenzfrequenz der Schaltkreise zu beachten ist: etwa 15 MHz bei der Serie *D 100*, etwa 35 MHz bei der Serie *D 200*.

Von großem Interesse für die Meß- und Prüftechnik sind HF-Generatoren mit hoher Frequenzgenauigkeit.

3.1. Quarzoszillatoren

Besonders zur Empfängereichung und für digitale Meßgeräte sind meist quarzstabilisierte Impulsgeneratoren erforderlich. Bekanntlich nutzt man bei Quarzeichgeneratoren die Oberwellenhaltigkeit eines Impulssignals zur Eichung der Skalen von Funkempfängern aus. Auf allen ganzzahligen Vielfachen der Pulsfrequenz (Quarzfrequenz oder Bruchteil davon) kann dann ein Signal mit einem gleich geringen relativen Fehler empfangen werden. Bild 3 zeigt eine einfache Quarzoszillatorschaltung

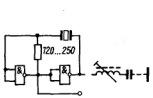


Bild 3 Quarzoszillator für $f \geq 1$ MHz

mit TTL-Gattern. Sie arbeitet mit Quarzen der Frequenz 1 MHz bis etwa 35 MHz, wobei die maximale Taktfrequenz der Schaltkreise zu beachten ist. Für die Erregung von Obertonquarzen (z. B. 3×9040 kHz = 27,12 MHz) wird der gestrichelt eingezeichnete Serienschwingkreis erforderlich, der auf die Grundfrequenz des Quarzes abzustimmen ist. Für Quarzfrequenzen unter 1 MHz sind Schaltungen mit TTL-Schaltkreisen wenig geeignet; die Quarze werden dann häufig auf Nebenwellen erregt.

3.2. Frequenzteilerschaltungen

In den genannten Meßgeräten liegen die Taktzeiten im Bereich von Millisekunden und Sekunden. Die Quarzfrequenzen müssen also heruntergeteilt werden.

3.2.1. Monostabiler Teiler

Eine effektive Teilung von Frequenzen ist durch monostabile Multivibratoren möglich, deren Impulszeit um den Faktor 3- bis 8mal länger gewählt wird als die Periodendauer der Ansteuerfrequenz. Bei größeren Verhältnissen von Eingangs- zu

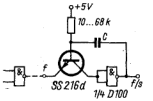


Bild 4 Monostabiler Multivibrator als Frequenzteiler

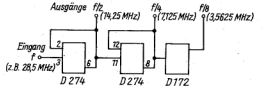


Bild 5 Dualzähler für die Amateurfunkbänder

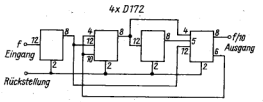


Bild 6 Dekadischer Teiler mit Einzel-Flip-Flop

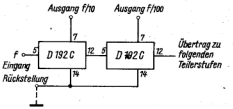


Bild 7 Teiler 100:1 mit integrierten Zählbausteinen

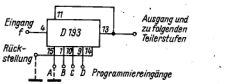


Bild 8 Teiler 15:1 mit vierstufigem Dualzähler

Ausgangsfrequenz können sich Schwankungen der Betriebsbedingungen (Spannungen, Temperatur) störend auswirken. Bild 4 zeigt die Schaltung eines einfachen monostabilen Multivibrators. Die Impulszeit kann mit $t_i \approx 0{,}7\,RC$ überschlägig berechnet werden.

3.2.2. Frequenzteiler mit bistabilen Multivibratoren (Flip-Flop)

Mit Flip-Flop kann man beliebige, auch veränderliche Frequenzen auf besonders einfache Weise exakt im Verhältnis 2:1 teilen. Durch Hintereinanderschalten sind auch beliebige andere Teilerverhältnisse möglich. Bild 5 zeigt einen Dualzähler für die Amateurfunkbänder. Als Steueroszillator kann ein Quarzoszillator mit einem Obertonquarz 28,5 MHz nach Bild 3 benutzt werden (Schaltkreis *D 200*). An den Ausgängen stehen dann Steuersignale auf den Amateurfunkbändern 20 m, 40 m und 80 m zur Verfügung. Es ist auch möglich, die Frequenzen z. B. für die Zeitbasis eines Zählfrequenzmessers dekadisch zu teilen. Bild 6 zeigt eine Schaltung mit einzelnen Flip-Flop. Das Teilerverhältnis wird durch die Rückführungen zwischen den Flip-Flop eingestellt.

3.2.3. Frequenzteilerschaltungen mit Zählerbaustein

Eine besonders effektive und einfache Teilung erlauben die integrierten Zählerbausteine *D 192* und *D 193*. Der *D 192* teilt im Verhältnis 10:1. Bild 7 zeigt einen 100:1-Teiler mit zwei solchen Bausteinen; es können beliebig viele Schaltkreise hintereinandergeschaltet werden. Zu beachten ist, daß bei diesem Teiler die Rückstelleingänge bei H-Pegel wirksam sind, d. h., daß der Teiler arbeitet, wenn diese Eingänge an L-Pegel liegen. Der Schaltkreis *D 193* enthält einen vierstufigen Dualzähler, der maximal im Verhältnis 16:1 teilt. Zur Realisierung beliebiger Teilerverhältnisse können diese Typen nicht nur hintereinandergeschaltet werden, sondern sie lassen sich auch mit den Voreinstelleingängen auf ein bestimmtes Teilerverhältnis programmieren. In der Schaltung nach Bild 8 zählt der *D 193* rückwärts. Der Rückwärtsübertragimpuls stellt den Zähler über den Ladeeingang auf die an den Programmiereingängen liegende Ziffer vor. Ein offener Eingang entspricht dabei dem H-Pegel, mit der Schaltung (Bild 8) werden die Werte 14 bis 0 realisiert, sie arbeitet also als Teiler 15:1. Auf diese Weise kann man u. U. durch Hintereinanderschalten von programmierten Teilern alle in der Praxis erforderlichen Frequenzen aus nahezu beliebigen Ausgangswerten erzeugen.

Quarzoszillatoren

1. Einleitung

Schwingquarze stabilisieren in Oszillatorschaltungen die erzeugten Schwingungen.
Schwingquarze werden bei der Herstellung mit bestimmten Orientierungen zu den Achsen des Quarzkristalls herausgeschnitten. Danach unterscheiden sich Quarze wie folgt:
- Biegungsschwinger,
- Längsschwinger,
- Flächenscherschwinger,
- Dickenscherschwinger.

Alle haben unterschiedliche elektrische Parameter. Quarze können im Frequenzbereich von 1 kHz bis 150 MHz hergestellt werden. Für Frequenzen von 1 bis 50 kHz gibt es stabförmige zwei- oder dreipolige Biegungsschwinger. Frequenzbestimmend ist die Stablänge bei konstantem Verhältnis von Breite und Länge.
Von 50 bis 200 kHz werden Längsschwinger eingesetzt. Ihre Elektroden liegen an den gegenüberliegenden Längsflächen. Frequenzbestimmend ist wieder die Stablänge bei konstantem Verhältnis von Breite und Länge.
Für Frequenzen von 150 bis 800 kHz werden Flächenscherschwinger hergestellt. Es handelt sich dabei um quadratische oder runde Scheiben, deren Kantenlänge bzw. Durchmesser frequenzbestimmend ist.
Im Bereich von 0,5 bis 20 MHz werden Dickenscherschwinger benutzt. Bei ihnen bestimmt die Scheibendicke die Frequenz.
Für Frequenzen über etwa 10 MHz setzt man Oberwellenquarze ein. Vom Typ her sind es Dickenscherschwinger, bei denen ungeradzahlige Oberwellen angeregt werden.

2. Quarzersatzschaltung (Bild 1)

Die Ersatzschaltung zeigt, daß der Quarz als Serienresonanzkreis mit der Induktivität L_S, der Serienkapazität C_S und dem Verlustwiderstand R_S wirkt. Parallel zum Serienkreis liegt die Kapazität C_0. Die Güte dieses Kreises $\frac{\omega_{res} L_S}{R_S}$ liegt bei etwa 10^4 bis 10^6.
Quarze lassen sich in Serien- und in Parallelresonanz betreiben. Die Frequenzen sind dabei unterschiedlich, wie aus dem Verlauf der Reaktanz hervorgeht (Bild 2).
Für die Frequenzdifferenz (auch als *Bandbreite* bezeichnet) aus Parallel- und Serienresonanzfrequenz gilt

$$\Delta f = f_p - f_S = \frac{1}{2} f_S \frac{C_S}{C_0}$$

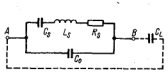


Bild 1 Quarzersatzschaltung

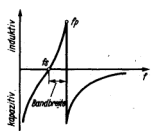


Bild 2 Qualitativer Reaktanzverlauf

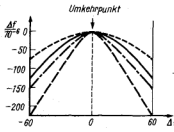


Bild 3 Verlauf der Frequenzvariation mit der Temperatur

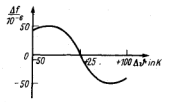


Bild 4 Abhängigkeit der Frequenzdifferenz von der Temperatur

oder unter Berücksichtigung der Lastkapazität

$$\Delta f = \frac{1}{2} f_S \frac{C_S}{C_0 + C_L}.$$

Durch die Kapazität C_L wird die Serienresonanzfrequenz auf höhere Frequenzen verschoben und der Parallelresonanzfrequenz angenähert.
Es ergibt sich weiterhin, daß mit einem Serienkondensator in Serienresonanzschaltung die gleiche Frequenz erzeugt werden kann wie mit einem gleich großen Parallelkondensator in Parallelresonanzschaltung.

2.1. Temperaturabhängigkeit (Bild 3)

Zwischen der Temperatur und der relativen Frequenzänderung besteht folgender Zusammenhang:

$$\frac{\Delta f}{f_S} = -K \cdot 10^{-8} (t - t_0)^2;$$

K – Zahlenfaktor, der vom jeweiligen Schnitt abhängt, t_0 – Temperatur des Frequenzmaximums, d. h. im Umkehrpunkt der Parabel. Diese Temperatur ist abhängig vom Schnittwinkel des Quarzelements.
Für den AT-Schnitt besteht zwischen der Temperatur und der Frequenz eine Abhängigkeit nach einer Gleichung dritten Grades (Bild 4).

3. Oszillatorschaltungen

3.1. Schaltungen mit Transistoren

Bild 5 zeigt eine Schaltung, die die Parallelresonanzfrequenz anregt und auch für niedrige Frequenzen geeignet ist. Bei niedrigen Frequenzen haben die Quarze hohe Serienresonanzwiderstände. Um ein sicheres Anschwingen auf der Parallelresonanzfrequenz zu erreichen, müssen deshalb die Querwiderstände möglichst hoch sein. Die Kondensatoren $C1$ und $C2$ können – je Quarz und Frequenz – zwischen 10 und 470 pF gewählt werden (s. Bild 5).

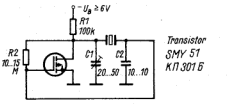


Bild 5 Transistorschaltung mit Parallelresonanz

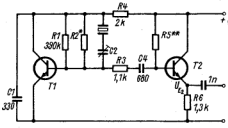


Bild 6 »Aperiodische« Parallelresonanzschaltung

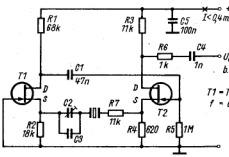


Bild 7 Schaltung mit Quarz als Kopplungs-Längsglied

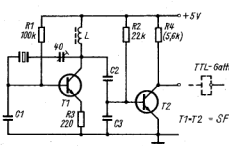


Bild 8 Taktgenerator mit TTL-Schaltkreis

Bild 6 zeigt eine weitere »aperiodische« Parallelresonanzschaltung für Frequenzen von etwa 100 kHz bis 20 MHz. Die Schaltung eignet sich als Eichmarkengenerator, bei dem die Quarze ohne komplizierte Schaltungsänderungen gewechselt werden können. Die Transistoren sollten eine Stromverstärkung von 100 bis 140 (bei $U_{CB} = 6$ V und $I_C = 1$ mA) haben.
Die Ausgangsspannung $U_{a\,eff}$ beträgt mit einem Lastwiderstand von 150 Ω etwa 0,5 V.
Bei der in Bild 7 gezeigten Schaltung wird der Quarz als Kopplungs-Längsglied verwendet, er arbeitet in Serienresonanz.
Mit der Parallelschaltung *C2*, *C3* läßt sich die Resonanzfrequenz »ziehen«. Mit den angegebenen Schaltelementen ist die Schaltung für den Temperaturbereich von −10 bis +55 °C geeignet. Ohne den Kondensator *C4* lassen sich CMOS-Schaltkreise direkt ansteuern.

Tabelle 1 Bauelementewerte für Bild 8

f	≦ 100 kHz	≦ 1 MHz	≦ 10 MHz
C1	3,3 nF	330 pF	330 pF
C2	820 pF	220 pF	68 pF
C3	3,3 nF	820 pF	330 pF
L	10 mH	1 mH	100 µH
R4	5,6 kΩ	5,6 kΩ	1,5 kΩ

Die Schaltung nach Bild 8 ist ein Taktgenerator für TTL-Schaltkreise. Die Variation der Schaltelemente gestattet eine optimale Anpassung an den Quarz. Tabelle 1 enthält die Werte der Bauelemente in Bild 8 für verschiedene Frequenzen.

3.2. Schaltungen mit TTL-Schaltkreisen

Die Quarze werden in Serienresonanzen betrieben. Für Frequenzen unterhalb 1 MHz sollte bei TTL-Schaltkreisen der Normalserie (*D 100*) *R1* durch eine Drosselspule ersetzt werden (Bild 9). Es ist noch zu beachten, daß bei Frequenzen unter 200 kHz die Schaltung dazu neigt, auf der 3. Harmonischen der Quarzfrequenz zu schwingen. Mit Bausteinen der TTL-Low-Power-Serie (z. B. *1 LB 583* aus der UdSSR) tritt dieser Fehler nicht auf. Mit dem Kondensator *C* werden die steilen Flanken am Ausgang verrundet. Als weiterer Vorteil der Low-Power-Quarzoszillatoren ist der gegenüber der Standardreihe geringere Quarzstrom zu nennen, was die Frequenzstabilität verbessert. Tabelle 2 gibt einige Richtwerte für *C* an.
Für hohe Frequenzkonstanz sind der Quarz und die Schaltung in einen Termostaten einzusetzen.

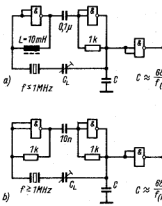


Bild 9 Oszillatorschaltung mit TTL-Schaltkreisen; *a* – für $f \leqq 1$ MHz, *b* – für $f \geqq 1$ MHz

Tabelle 2 Richtwerte für C in Bild 9

f	200 kHz	500 kHz	1 MHz	2 MHz	5 MHz
C	3,3 nF	1,2 nF	680 pF	330 pF	120 pF

Literatur

[1] Telefunken – Laborbuch Band I, Franzis-Verlag 1961
[2] Telefunken – Laborbuch Band III, Franzis-Verlag 1961
[3] Das TTL-Kochbuch, Texas-Instruments 1972
[4] Electronic Design 24 (1976) Heft 14
[5] RCA Application Note ICAN 6086

Sendearten beim Funkverkehr

Für den Funkverkehr wurden international bestimmte Sendearten festgelegt (Reglement des Radiocommunications, Genf 1968). Die Aussendungen einer Funkanlage werden als Sendearten nach folgenden Merkmalen gekennzeichnet:
- Art der Modulation des Hauptträgers,
- Art der Übertragung,
- zusätzliche Merkmale.

1. Bezeichnung

1. Stelle – Art der Modulation des Hauptträgers

Kennzeichnung	Bezeichnung
A	Amplitudenmodulation
F	Frequenz- (oder Phasen-) Modulation
P	Pulsmodulation

2. Stelle – Art der Übertragung

Kennzeichnung	Bezeichnung
0	Fehlen jeglicher Modulation zur Übertragung einer Nachricht
1	Telegrafie ohne Modulation durch eine Tonfrequenz
2	Telegrafie durch Ein- oder Austastung einer oder mehrerer hörbarer Modulationsfrequenzen oder durch Ein-Aus-Tastung der modulierten Aussendung (Sonderfall: eine nichtgetastete modulierte Aussendung)
3	Fernsprechen (einschließlich Hörrundfunk)
4	Faksimile (mit Modulation des Hauptträgers, entweder unmittelbar oder durch einen frequenzmodulierten Hilfsträger)
5	Fernsehen (nur Bild)
6	Vierfrequenz-Diplex-Telegrafie
7	Tonfrequente Mehrfachtelegrafie (WT)
9	Fälle, die vorstehend nicht aufgeführt sind.

3. Stelle – zusätzliche Merkmale

Kennzeichnung	Bezeichnung
ohne	Zweiseitenband
A	Einseitenband mit vermindertem Träger
H	Einseitenband mit vollem Träger
J	Einseitenband mit unterdrücktem Träger
B	Zwei voneinander unabhängige Seitenbänder
C	Restseitenband
D	Impulse, amplitudenmoduliert
E	Impulse, breiten- (oder dauer-) moduliert
F	Impulse, phasen- (oder lage-) moduliert
G	Impulse, code-moduliert

2. Modulationsarten

2.1. Amplitudenmodulation – A

Bei der Amplitudenmodulation wird die Amplitude der trägerfrequenten Schwingung im Sinne der zu übertragenden Nachricht verändert (Modulation). Im Empfänger wird diese Amplitudenschwankung zur Rückgewinnung der Nachricht ausgewertet (Demodulation).

2.2. Frequenzmodulation – F

Bei der Frequenzmodulation wird die Frequenz der trägerfrequenten Schwingung im Sinne der zu übertragenden Nachricht verändert.

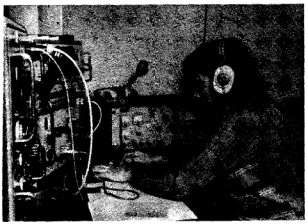


Bild 1 Milieu-Foto aus dem Amateurfunk – das Foto zeigt den Funkamateur *Gerd Klinger* (*DM 3 WDO*) an der Kurzwellen-Amateurfunk-Klubstation *DM 3 WO* in Berlin, Hauptstadt der DDR (Foto: *H.-U. Fortier*)

2.3. Pulsmodulation – P

Bei der Pulsmodulation wird ein Puls (oder eine Impulsfolge) im Sinne der Nachricht beeinflußt. Nach *Fourier* kann eine Impulsfolge als ein Gemisch von harmonischen Einzelschwingungen aufgefaßt werden. Die Impulsfolgefrequenz ist die Grundschwingung des Gemisches. Eine Impulsfolge läßt sich bezüglich Amplitude, Frequenz oder Phase modulieren.

3. Sendearten im Amateurfunk

Im Funkverkehr der Funkamateure werden folgende Sendearten verwendet:

A1	Telegrafie, Tastfunk, CW
A3	Amplitudenmodulation, AM
A3a, A3j	Einseitenbandmodulation, SSB
F3	Frequenzmodulation, FM
F1	Funkfernschreiben, RTTY
A5	Amateurfernsehen, ATV, SSTV

3.1. Telegrafie

Im Amateurfunk erlaubt die Telegrafie (A1) die einfachste Senderauslegung, da lediglich die Trägerschwingung im Rhythmus der Morsezeichen getastet wird. Die Senderendstufe kann eine optimale Sendeleistung abgeben (C-Betrieb), die erforderliche Bandbreite ist sehr gering. Funkverbindungen können im A1-Betrieb auch unter schwierigen Übertragungsbedingungen gehalten werden. Im Empfangsgerät ist ein Telegrafieüberlagerer (BFO) erforderlich, damit die tonlose Telegrafie hörbar wird.

3.2. Telefonie

Im Sprechfunkverkehr der Funkamateure werden mehrere Sendearten verwendet. Veraltet ist die Amplitudenmodulation (AM), da sie einen hohen Aufwand für den Modulator erfordert, eine größere Bandbreite benötigt und gegenüber SSB und FM in der Lesbarkeit der empfangenen Signale unterlegen ist. Bei AM benötigt man nur eine einfache Demodulationsschaltung. Für den Amateurfunkverkehr hat AM kaum noch Bedeutung, sie wurde von der Sendeart SSB (A3a, A3j) verdrängt.

Bild 2 Mit dem Erlernen der Morsezeichen fängt es an, wenn man als Funker seinen Mann stehen will, ob als Tastfunker der NVA, als Funkamateur oder als Funkmehrkämpfer beim Wettkampf (Foto: *B. Petermann*)

Die heute meistverwendete Sendeart im Amateurfunkverkehr ist SSB (engl.: single sideband, auch ESB = Einseitenband). SSB-Sender erfordern einen größeren technischen Aufwand, die Frequenzkonstanz muß hoch sein, die Senderstufen müssen im Linearbetrieb arbeiten. Gegenüber AM wird etwa die halbe Bandbreite gebraucht. Schwache Signale lassen sich noch gut lesen. Für die SSB-Demodulation ist ein ZF-Überlagerungsoszillator erforderlich, und zur besseren Ausnutzung der SSB benötigt man einen Produktdetektor.
Frequenzmodulation (FM) wird nur im UKW- und im Dezimeterbereich eingesetzt, da für Kurzwellenverbindungen eine zu hohe Bandbreite erforderlich wäre. Der Aufwand für den Modulator ist sehr gering. Im Empfänger wird ein spezieller FM-Demodulator gebraucht, dem zusätzlich ein Begrenzerverstärker vorgesetzt ist, um Störspannungen zu eliminieren. Von den UKW-Amateuren wird FM vor allem für den Mobil- und Relaisfunk eingesetzt.

3.3. Funkfernschreiben

Der Funkfernschreibverkehr (RTTY; engl.: radio teletype) erfolgt mit Frequenzumtastung (FI). Die beiden Frequenzwerte (Space und Mark) haben in den KW-Bereichen einen Abstand von 170 Hz, im UKW-Bereich beträgt er 850 Hz. Bei der NF-Umtastung wurden folgende Frequenzen festgelegt:
Abstand 170 Hz – 1275 Hz (Space) und 1445 (Mark),
Abstand 850 Hz – 1275 Hz (Space) und 2125 (Mark).
Außer der Fernschreibmaschine benötigt man entsprechende Modulations- und Demodulationseinrichtungen.

Bild 3 Kondition im Laufen, Beherrschen der Technik und umfangreiche funktechnische Kenntnisse benötigt der Funkpeilwettkämpfer, wenn er auf Frequenzen im 80-m-Band und im 2-m-Band im Gelände versteckte Sender anpeilen will (Foto: *GST/Hein*)

3.4. Fernsehen

Amateurfernsehen kann wegen der erforderlichen großen Bandbreite nur im Dezimeterwellenbereich (70-cm-Band) ausgesendet werden. Der hohe Aufwand und die geringe Sendereichweite führten zur Entwicklung des Schmalbandfernsehens (SSTV; engl.: slow scan television). SSTV kann mit dem SSB-Sender in allen zugelassenen Amateurfrequenzbereichen ausgestrahlt werden. Ein stehendes Bild wird mit 120 Zeilen übertragen, Übertragungsdauer 7,2 s. Zur Wiedergabe ist ein Bildschirm mit sehr langer Nachleuchtdauer erforderlich. Die SSTV-Signale lassen sich mit üblichen Magnetbandgeräten speichern. Da bewegte Bilder nicht übertragen werden können, entspricht SSTV mehr dem Faksimilefunk (Bildfunk).

Das π-Filter zur Anpassung einer KW-PA-Stufe an die Sendeantenne

Die Elektronenröhre in der Leistungsendstufe (PA-Stufe) eines Kurzwellenamateursenders hat einen Ausgangswiderstand $R1$, der je nach den Betriebsdaten im Bereich einiger hundert Ohm bis einiger Kiloohm liegen kann. Die Sendeenergie wird der Sendeantenne unsymmetrisch über ein Koaxialkabel zugeführt, dessen Wellenwiderstand 50, 60, 70 oder 75 Ω betragen kann. Um eine möglichst gute Leistungsübertragung vom hochohmigen Senderausgang an das niederohmige Antennenkabel zu erhalten, muß eine entsprechende Anpaßschaltung zwischen Senderausgang und Antennenkabel eingefügt werden. Für eine solche Anpaßschaltung hat sich in der Praxis der Funkamateure das π-Filter, auch *Collins*-Filter genannt, durchgesetzt. Bild 1a zeigt eine prinzipielle Darstellung des π-Filters. $R1$ ist der Ausgangswiderstand der PA-Stufe, $R2$ der Wellenwiderstand des Antennenkabels. Die Kapazitäten $C1$ und $C2$ sowie die Induktivität L bilden das eigentliche π-Filter, das in der Schaltung einem Tiefpaßfilter entspricht. Damit werden neben der Widerstandsanpassung auch vorhandene Oberwellen unterdrückt. Für die grobe Festlegung der Filterbauelementewerte ist einerseits eine große Kreisgüte Q erstrebenswert; das bringt eine gute Oberwellenunterdrückung, führt aber zu sehr großen Kapazitätswerten von $C2$, besonders bei niederohmigeren PA-Stufen, so daß sich $C2$ nicht als Drehkondensator zur Abstimmung realisieren läßt. Andererseits darf man die Kreisgüte Q nicht zu niedrig auslegen, weil dann die Resonanzeigenschaften des π-Filters verlorengehen und dadurch die Oberwellenunterdrückung unzureichend wird.

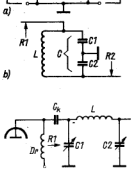


Bild 1
Prinzipdarstellung des π-Filters

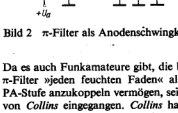


Bild 2 π-Filter als Anodenschwingkreis einer KW-PA-Stufe

Da es auch Funkamateure gibt, die behaupten, daß sie mit dem π-Filter »jeden feuchten Faden« als Antenne optimal an die PA-Stufe anzukoppeln vermögen, sei kurz auf die Überlegungen von *Collins* eingegangen. *Collins* hat 1929 einmal das π-Filter als Impedanzwandler nach einem in Resonanz arbeitenden PA-Kreis eingesetzt. Heute bildet dagegen meist das π-Filter selbst den PA-Resonanzkreis (Bild 2). Zum anderen hat *Collins* eine auf die Sendefrequenz abgestimmte Antenne verwendet. Heute werden dagegen vor allem Mehrbandantennen angeschlossen, die nur in einem einzigen KW-Amateurband richtig bemessen sind. Damit treten in den übrigen KW-Bändern induktive bzw. kapazitive Blindanteile auf, die das π-Filter verarbeiten soll. Für die Berechnung der Bauelementewerte eines π-Filters legt man eine Kreisgüte Q im Bereich von 10 bis 15 zugrunde. Die Güte der Spule L selbst soll groß sein, damit die Verluste im π-Filter gering bleiben. Als Standardwert wird in den veröffentlichten Berechnungsgrundlagen die Kreisgüte mit Q = 12 angenommen. Zeichnet man Bild 1a gemäß Bild 1b um, so erkennt man, daß einmal für ein grobe Berechnung das π-Filter ein Resonanzkreis mit der Induktivität L und der Kapazität C ist, die sich aus der Reihenschaltung von $C1$ und $C2$ ergibt. Für die Anpassung von $R1$ und $R2$ ist eine entsprechende kapazitive Spannungsteilung vorhanden. $C1$ hängt von der Größe $R1$ ab, während $C2$ entsprechend dem Übersetzungsverhältnis größer sein muß;

$$C2 = C1 \sqrt{\frac{R1}{R2}} \,. \tag{1}$$

In der Literatur wurden unterschiedliche Berechnungsunterlagen veröffentlicht. In [5] wird eine sehr ausführliche Darstellung gegeben, wobei solche Faktoren wie Leerlaufgüte, Verluste und Wirkungsgrad des π-Filters in die Berechnung einbezogen wurden. Nachfolgend sind die zugeschnittenen Größengleichungen angegeben, die aus [2] stammen und die man üblicherweise zur Berechnung von π-Filter-Werten verwendet.

Ausgangswiderstand der PA-Röhre

$$R1 = \frac{460 U_a}{I_a}; \tag{2}$$

$R1$ in Ω, U_a in V, I_a in mA.

Kapazität C1

$$X_{C1} = \frac{R1}{Q}; \tag{3}$$

X_{C1} in Ω, $R1$ in Ω, Q – dimensionslos;

$$C1 = \frac{1}{\omega X_{C1}} \tag{4}$$

$C1$ in F, X_{C1} in Ω, f in Hz ($\omega = 2\pi f$). (5)

Kapazität C2

$$X_{C2} = \sqrt{\frac{R1R2}{(Q^2 + 1) - R1/R2}}; \tag{6}$$

Tabelle 1 Wechselstromwiderstände der Induktivität und der Kapazitäten eines π-Filters für Senderendstufen im Kurzwellenbereich

	für $R2 = 75\,\Omega$			für $R2 = 50\,\Omega$		
$R1$ in Ω	X_L in Ω	X_{C1} in Ω	X_{C2} in Ω	X_L in Ω	X_{C1} in Ω	X_{C2} in Ω
300	37	25	13	35	25	10
400	47	33	15	45	33	12
500	57	42	16	54	42	14
600	67	50	18	63	50	15
700	76	58	20	73	58	16
800	86	67	21	82	67	18
900	95	75	23	91	75	19
1000	104	83	24	100	83	20
1200	123	100	26	118	100	22
1400	141	117	29	136	117	24
1600	159	133	31	153	133	27
1800	177	150	33	171	150	29
2000	195	167	36	188	167	31
2200	212	183	38	205	183	33
2400	230	200	40	222	200	35
2600	247	217	42	239	217	37
2800	265	233	44	256	233	40
3000	282	250	46	273	250	42
3500	325	292	52	315	292	48
4000	367	333	57	356	333	55
4500	409	375	63	397	375	64
5000	451	417	69	437	417	75
5500	493	458	76	477	458	89
6000	534	500	83	515	500	110

Tabelle 2 Werte der Induktivität und der Kapazitäten eines π-Filters für die Kurzwellenamateurbereiche (1)

$R1$ in Ω (2)		1000	1500	2000	2500	3000	3500	4000	4500	5000	6000
$C1$ in pF (3)	3,5 MHz	520	360	280	210	180	155	135	120	110	90
für	7	260	180	140	105	90	76	68	60	56	45
$R2 = 50\,\Omega$	14	130	90	70	52	45	38	34	30	28	23
und	21	85	60	47	35	31	25	23	20	19	15
$R2 = 70\,\Omega$	28	65	45	35	26	23	19	17	15	14	11
L in µH	3,5 MHz	4,5	6,5	8,5	10,5	12,5	14,0	15,5	18,0	20,0	25,0
für	7	2,2	3,2	4,2	5,2	6,2	7,0	7,8	9,0	10,0	12,5
$R2 = 50\,\Omega$	14	1,1	1,6	2,1	2,6	3,1	3,5	3,9	4,5	5,0	6,2
(4)	21	0,73	1,08	1,38	1,7	2,05	2,3	2,6	3,0	3,3	4,1
	28	0,55	0,8	1,05	1,28	1,55	1,7	1,95	2,25	2,5	3,1
$C2$ in pF	3,5 MHz	2400	2100	1800	1550	1400	1250	1100	1000	900	700
für	7	1200	1060	900	760	700	630	560	500	460	350
$R2 = 50\,\Omega$	14	600	530	450	380	350	320	280	250	230	175
	21	400	350	300	250	230	210	185	165	155	120
	28	300	265	225	190	175	160	140	125	115	90
$C2$ in pF	3,5 MHz	1800	1500	1300	1100	1000	900	800	720	640	500
für	7	900	750	650	560	500	450	400	360	320	250
$R2 = 70\,\Omega$	14	450	370	320	280	250	220	200	180	160	125
	21	300	250	215	190	170	145	130	120	110	85
	28	225	185	160	140	125	110	100	90	80	65

(1) Alle angegebenen Werte gelten für Q = 12. Für andere Q-Werte gelten die Beziehungen $\frac{Q_a}{Q_b} = \frac{C_a}{C_b}$ bzw. $\frac{Q_a}{Q_b} = \frac{L_b}{L_a}$.

(2) Für Werte $R1 > 5000\,\Omega$ ist es günstiger, die π-Filter-Werte für ein Q zwischen 20 und 30 neu mit den angegebenen Formeln zu bestimmen.

(3) Bei kleineren Kapazitätswerten von $C1$ ist die Röhrenausgangskapazität der PA-Stufe abzuziehen.

(4) Für $R2 = 60\,\Omega$ ist der Induktivitätswert 1,5%, für $R2 = 70\,\Omega$ ist er 3% höher.

X_{C2} in Ω, R in Ω, Q – dimensionslos ($R2$ ist der Wellenwiderstand in Ω des unsymmetrischen Antennenkabels, mit dem die Antenne am Senderausgang angeschlossen wird).

$$C2 = \frac{1}{\omega X_{C2}}\ ; \quad C2 \text{ in F, } X_{C2} \text{ in } \Omega, f \text{ in Hz.} \tag{7}$$

Induktivität

$$X_L = \frac{QR1 + \dfrac{R1R2}{X_{C2}}}{Q^2 + 1}\ ; \tag{8}$$

L in Ω, R in Ω, X_{C2} in Ω, Q – dimensionslos.

$$L = \frac{X_L}{\omega}\ ; \quad L \text{ in H, } X_L \text{ in } \Omega, f \text{ in Hz.} \tag{9}$$

Für verschiedene Werte von $R1$ gibt Tabelle 1 die Werte von X_{C1}, X_{C2} und X_L für die Koaxialkabel-Wellenwiderstände $R2 = 75\,\Omega$ und $R2 = 50\,\Omega$ an, wobei die Kreisgüte mit Q = 12 gewählt wurde.

Tabelle 2 aus [4] ist weltweit gebräuchlich und gibt dem Funkamateur die Werte von $C1$, $C2$ und L an.

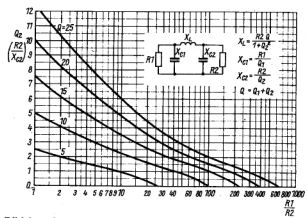


Bild 3 Diagramm zur Ermittlung von Q_2 aus dem Widerstandsverhältnis $R1/R2$ und aus dem Wert Q

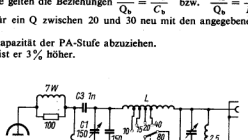


Bild 4 Praktische Ausführung eines π-Filters für eine 100-W-KW-PA-Stufe

Bei den oben angegebenen Berechnungsunterlagen wird davon ausgegangen, daß es sich um ein großes Übersetzungsverhältnis $R1/R2$ handelt und daß auch $R2 > X_{C2}$ ist. Bei Transistorschaltungen ist das nicht mehr der Fall. In [3] wird eine Berechnungsmethode angegeben, die nicht abgeleitet werden soll. Aus dem Verhältnis $R1/R2$ und aus der Betriebsgüte Q ermittelt man aus dem Diagramm (Bild 3) einen Wert Q_2.

Der Wert Q_1 ist dann

$$Q_1 = Q - Q_2. \tag{10}$$

Für die Berechnung der π-Filter-Werte gilt

$$X_{C1} = \frac{R1}{Q_1}\ ; \tag{11}$$

$$X_{C2} = \frac{R2}{Q_2}\ ; \tag{12}$$

$$X_L = \frac{R2Q}{1 + Q_2^2}\ ; \tag{13}$$

X in Ω, R in Ω, Q – dimensionslos.

Die Werte der Kapazitäten und der Induktivität erhält man aus der Umrechnung der kapazitiven bzw. induktiven Widerstände.

Bild 4 zeigt die praktische Schaltungsauslegung eines π-Filters für einen 100-W-KW-Amateursender für die Amateurbereiche 80 bis 10 m. Für das 80-m-Band werden den Drehkondensatoren Festkapazitäten parallelgeschaltet. $C2$ ist ein Zwei- oder Dreifach-Drehkondensator (2 × 500 pF, 3 × 365 pF). Der Ankopplungkondensator $C3$ muß eine Spannungsfestigkeit haben, die das Mehrfache der Betriebsspannung U_a beträgt.

2-m-Amateurfunksender (Blatt 1)

1. Abstimmbarer 2-m-FM-Sender nach *B. Zwerver, PAØ ZH*

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des abstimmbaren Hauptoszillators (AHO, engl.: VFO). T1 schwingt auf 24 MHz. Die Schwingungsamplitude wird hauptsächlich durch die Kapazität C4 bestimmt. T2 ist ein Sourcefolger. Für T1 und T2 eignet sich praktisch jeder SFET-Typ. T3 ist ein Geradeausverstärker auf 24 MHz. T4 arbeitet als Versorgungsspannungsstabilisator. Bei Empfang wird normalerweise der gesamte AHO ausgeschaltet. Verwendet man den AHO jedoch extern, so kann es genügen, T3 abzuschalten. In Stellung »Einpfeifen (Tune)« liegt in Reihe mit der 12-V-Versorgungsspannung die Germaniumdiode D4, die im Mustergerät den gleichen Spannungsabfall hervorrief wie beim Einschalten des gesamten Senders, so daß er mit der korrekten Versorgungsspannung abgestimmt wird.
Bild 2 zeigt den Steuersender. T1 verdreifacht das 24-MHz-Signal auf 72 MHz. Dieses wird durch T2 geradeaus verstärkt. T3 verdoppelt das 72-MHz-Signal auf 144 MHz. T4 verstärkt es geradeaus. Der Output beträgt je nach den verwendeten Transistoren zwischen 0,1 und 0,2 W. Zur Aussteuerung des Endverstärkers (Bild 3) werden mindestens 75 mW gebraucht. Für T1 und T2 eignet sich jeder HF-Transistor. Das gilt auch für T3 und T4, aber vorzugsweise im TO-5-Gehäuse. T4 soll ein Typ mit Kühlstern sein.
L2 wird ohne Windungsabstand gewickelt. *L3* bis *L8* haben ungefähr 1 mm Abstand zwischen den Windungen. Die Trimmer sind *Philips*-Lufttrimmer.

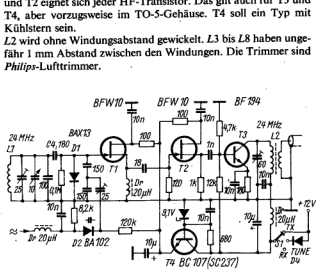


Bild 1 Abstimmbarer Hauptoszillator (AHO) nach *PA Ø ZH;*
L1 – 5 Wdg., Ag eingebrannt auf 10-mm-Keramikzylinder
L2 – 18 Wdg., 10 mm Ø mit 3 Wdg. Koppelspule

Der Endverstärker (Bild 3) verstärkt das 144-MHz-Signal von etwa 0,1 W auf etwa 15 W bei einer Versorgungsspannung von 12 V. Bei 13,5 V Versorgungsspannung beträgt der Output etwa 20 W. T1 soll einen großen Kühlstern erhalten. T2 und T3 werden auf eine mindestens 100 cm² große Kupferfläche geschraubt, die auf einem 2 mm dicken Aluminiumblech ruht. Falls möglich, schraubt man dieses Blech an das Gehäuse. Die Emitter sind so dicht wie möglich an die Leiterplatte zu löten. Die Leiterplatte soll nicht zu klein sein. Geeignet ist eine Epoxid-Leiterplatte von 6 cm × 14 cm × 0,2 cm Größe. Bei einigen ungestempelten Transistoren, die in der Endstufe als T3 eingesetzt wurden, mußte *L5* auf 13 Wdg., 0,5-mm-CuAg-Draht mit 5 mm Durchmesser geändert werden.
Im Originalgerät wurden *Philips*-Lufttrimmer verwendet. Es empfiehlt sich aber mit Rücksicht auf die Wärmeabfuhr, professionelle Trimmer für *C16* und *C17* einzusetzen. Die Versorgungsspannung des Endverstärkers braucht bei Empfang nicht abgeschaltet zu werden.

2. Abstimmbarer 2-m-FM-Sender nach *F. Smallenbroek, PA Ø SAB*

Der SFET T1 in der Schaltung nach Bild 4 schwingt auf 18 MHz als *Seiler*-Oszillator. *C4* und *C5* bewirken die Temperaturkompensation. Sie müssen individuell abgeglichen (ausgewechselt) werden. Dabei ist zu beachten, daß die Leiterplatte nach dem Löten erst nach einer Stunde wieder Zimmertemperatur erreicht.
L1 darf man nicht versehentlich auf 16 oder 24 MHz abgleichen. Bei Verwendung eines anderen SFET ist eventuell der Rückkopplungsspannungsteiler *C6*, *C7* zu verändern, damit kein Überschwingen eintritt.
Der Anschluß zum Modulator kann auch eine positive Spannung erhalten, um bei Empfang den AHO zu ziehen, so daß der Stationsempfänger nicht »zugestopft« wird. Diese Gefahr ist jedoch nicht sehr groß, da der FET-AHO wenig Oberwellen produziert. Im Mustergerät war das nicht nötig.
T2 arbeitet als Sourcefolger. T3 und D1 stabilisieren die AHO-Versorgungsspannung zusätzlich.
Der vierstufige Steuersender (Bild 5) bringt das 18-MHz-AHO-Signal auf etwa 0,1 W bei 144 MHz. T1 verdoppelt von 18 auf 36 MHz, T2 von 36 auf 72 MHz, T3 von 72 auf 144 MHz. T4 verstärkt geradeaus. Wenn T1 ein ausreichend starkes 36-MHz-Signal erzeugt, sollte es keine Probleme mit unerwünschter Selbsterregung geben.
Zum Abgleich benutzt man eine 6-V-/50-mA-Lampe am Ausgang. Nach richtigem Abgleich muß sie hell glühen.

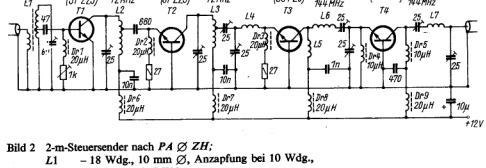


Bild 2 2-m-Steuersender nach *PA Ø ZH;*
L1 – 18 Wdg., 10 mm Ø, Anzapfung bei 10 Wdg., Koppelspule 3 Wdg.
L2, L3 – 5 Wdg., 10 mm Ø mit Mittelanzapfung
L4, L5 – 5 Wdg., 5 mm Ø
L6 – 3 Wdg., 8 mm Ø
L7 – 4 Wdg., 8 mm Ø

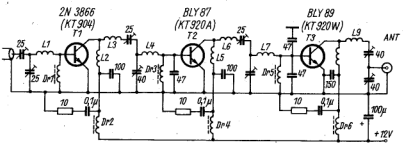


Bild 3 15-W-/2-m-Endverstärker nach *PA Ø ZH;*
L1 – 2 Wdg., 1-mm-CuL, 8 mm Ø, 1 mm Abstand
L2, L5, L6 – 2,5 Wdg., 1-mm-CuL, 10 mm Ø, 1 mm Abstand
L3 – 2 Wdg., 1-mm-CuL, 10 mm Ø, 1 mm Abstand
LA, L7 – 2 Wdg., 1-mm-CuL, 8 mm Ø, 1 mm Abstand
L8, L9 – 3 Wdg., 2-mm-CuAg, 10 mm Ø, 2 mm Abstand

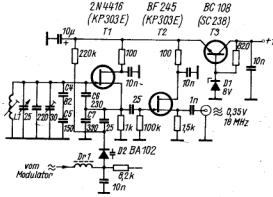


Bild 4 Abstimmbarer Hauptoszillator (AHO) nach *PA Ø SAB;*
L1 – 4 Wdg., 1,5-mm-CuL, auf 6-mm-Körper mit Zweikomponentenkleber geklebt, Cu-Schraubkern
Dr1 – Ferritperle mit 2 Löchern und 2 Wdg.

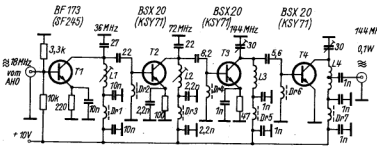


Bild 5 2-m-Steuersender nach *PA Ø SAB;*
Dr2 (Dr4, Dr6) – Ferritperle mit 1 Loch und 10 (5, 3) Wdg.
Dr1, Dr3, Dr5, Dr7 – Ferritperle mit 2 Löchern

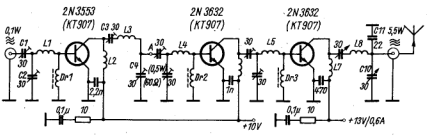


Bild 6 2-m-/5-W-Leistungsverstärker nach *PA Ø SAB;*
L1, LA, L5 – 2 Wdg., 1-mm-CuAg, 6 mm Ø mit Abstand
L2, L6, L7 – 15 Wdg., 0,7-mm-CuL, 4 mm Ø
L3 – 4 Wdg., 1-mm-CuAg, 6 mm Ø mit Abstand
L8 – 4 Wdg., 1-mm-CuAg, 6 mm Ø mit Abstand
Dr1, Dr2, Dr3 – Ferritperle mit 1 Loch, 3 Wdg.

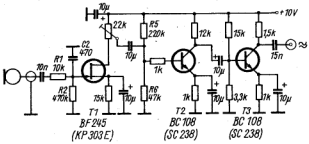


Bild 7 Modulationsverstärker nach *PA Ø SAB*

Im Steuersender wurden – wie auch im übrigen Sender – keine Abschirmschotten eingebaut. Das war wegen der »großen« Leiterplatte von 10 cm × 4 cm und der zueinander senkrechten Anordnung der Spulen nicht nötig. Alle Versorgungsspannungsleitungen wurden nach außen geführt, so daß es einfach war, die einzelnen Stufen abzugleichen. Beim Abgleich soll der Ausgang stets mit der Lampe abgeschlossen sein, damit T4 nicht zerstört wird.

Dieser Steuersender wurde schon einige Male ohne Probleme nachgebaut.

Im Leistungsverstärker (Bild 6) verstärkt T1 das 0,1-W-Signal auf etwa 0,5 W. Er sollte einen Kühlstern erhalten. Abgleich: Stehwellenmesser und Absorber am Punkt A anschließen, Koaxialkabel vom Steuersender abklemmen, T1, T2 und T3 zunächst nur mit 6 V speisen, Amperemeter zwischenschalten und sorgfältig beobachten. Zunächst braucht kein Strom zu fließen. Steuersender wieder anschließen und Steuersender-Versorgungsspannung anlegen. *C*3 und *C*4 auf maximalen Vorwärtsausschlag des Stehwellenmessers abgleichen, danach *C*1 und *C*2 ebenso. Durch T1 soll dabei etwa 0,1 A fließen. Nun *C*3 und *C*4 auf Kollektorstromdip bei gutem Output nachstimmen. Außerhalb des Dips kann der Strom leicht auf 1 bis 2 A ansteigen und T2 gefährden. Anschließend den Vorgang mit den übrigen Trimmern wiederholen. $I_{C\,T2}$ darf dabei nicht über 0,7 A ansteigen. Danach Versorgungsspannung schrittweise auf 7, 8 und 10 V, anschließend für T3 auf 13 V erhöhen. *C*11 kann in den Fällen hinzugefügt werden, bei denen es nicht möglich ist, die Endstufe durch *C*10 allein auf größten Output abzustimmen.

Der Aufbau des Modulators (Bild 7) ist unproblematisch. Im Eingang wurde ein FET eingesetzt, um jedes Mikrofon verwenden zu können. *R*1 und *C*2 bilden einen sehr einfachen Tiefpaß zur Höhenbeschneidung. Das Ausgangssignal geht über ein abgeschirmtes Kabel zum AHO.

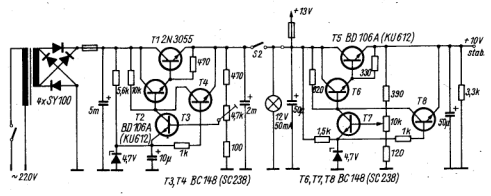
Als Netzteil (Bild 8) wurde ein kommerzielles Gerät verwendet. Es gibt erst dann eine 13-V-Spannung ab, wenn der Schalter S2 einmal (kurz) ausgeschaltet wurde. Der sich anschließende 10-V-Regler versorgt alle Vorstufen und ist kurzschlußfest. Er ist vor allem für Mobilbetrieb vorgesehen, wenn die Spannung der Bordbatterie zwischen 12 und 14 V schwankt und wenn der erste Regler wegfällt. T1 wurde zur besseren Kühlung an der Rückseite des Senders montiert.

Literatur

[1] *Zwerver, B. – PA Ø ZH:* VFO-gestuurde twee meter zender, Electron (Amsterdam) 27 (1972) 11, Seite 473 bis 474.

[2] *Smallenbroek, F. – PA Ø SAB:* Een »torren-zender« voor de twee meter band, Electron (Amsterdam) 26 (1971) 7, Seite 230 bis 236.

Bild 8 Netzteil für den 2-m-Sender nach *PA Ø SAB*



Grundlagen und Begriffe der Modellfernsteuerung

1. Verfahren

Die Modellfernsteuerung als Zweig der Amateurelektronik hat in den letzten Jahren eine stürmische Entwicklung erlebt. Dabei wurden die Modellfernsteueranlagen zu kompletten Systemen entwickelt, mit denen sich praktisch alle Funktionen im Modell vorbildgetreu steuern lassen. Im Prinzip besteht die Modellfernsteueranlage aus Handsender mit Kommandogebern und eingebauter Batterie sowie Empfänger mit Aufschalteinrichtung und Batterie (Bild 1). Unter Aufschalteinrichtung werden die Baugruppen verstanden, die das Steuerkommando in einen entsprechenden Steuervorgang umsetzen. Zu den Aufschalteinrichtungen zählen z. B. Rudermaschine (Kurzbezeichnung: Servo), Fahrtregler für die Fahrmotorsteuerung, Segelwinde, Spezial- bzw. Leistungsschalter, Antriebe für Sonderfunktionen, z. B. Einziehfahrwerk u. a. Die Vorgänger der heutigen Fernsteueranlagen waren die Tipanlagen. Bei diesen Anlagen ist jedes Fernsteuerkommando einer bestimmten NF zugeordnet. Wird diese NF im Sender erzeugt und als Trägermodulation abgestrahlt, so löst sie im Modell einen entsprechenden Schalt- bzw. Steuervorgang aus. Diesem Verfahren haften noch steuerungstechnische Mängel an, da es ja nur die Kommandos »EIN« und »AUS« gibt. Das Modell kann also nur mit fest programmierten Ruderwinkeln bzw. Fahrstufen gefahren oder geflogen werden, Zwischenstufen lassen sich nicht einstellen. Diesen Nachteil hat die Proportionalsteuerung nicht. Bei ihr entspricht die Steuergröße, z. B. der Ruderwinkel, mit hoher Genauigkeit (bei hochwertigen Anlagen 1 %) der Stellung des Steuerknüppels am Sender. Die heutigen Proportionalanlagen arbeiten mit digitalkodierten Kommandos. Dabei ist jeder Steuerfunktion ein Impuls zugeordnet, dessen Länge sich mit dem Steuerknüppel am Sender stufenlos einstellen läßt, z. B. (1,7 ±0,5) ms bei der Anlage *start dp*. Dieser Kanalimpuls wird alle 20 ms (50 Hz) vom Sender ausgestrahlt und in der Aufschalteinrichtung mit der Ist-Steuergröße verglichen. Es besteht also eine ununterbrochene Verbindung zwischen Sender und Modell, auch wenn der Steuerknüppel nicht bewegt wird. Ändert man durch Bewegung des Steuerknüppels die Impulslänge, so stellt sich die Aufschalteinrichtung, z. B. das Servo, exakt auf den neuen Wert ein und folgt damit präzise jeder Knüppelbewegung. Die Ruderstellung ist der Steuerknüppelstellung exakt proportional.

Für jede Steuerfunktion im Modell benötigt man einen Steuerkanal. Sind die Steuerfunktionen gleichzeitig zu betätigen, arbeitet die Anlage voll simultan. Zu diesem Zweck werden die einzelnen Kanalimpulse zu einem Impulstelegramm aneinandergereiht (Bild 2). Da die Kanalimpulse zeitlich nacheinander ausgesendet werden, bezeichnet man dieses Verfahren als zeitmultiplexe Übertragung. Die Modellfernsteueranlagen werden je nach Anwendungszweck mit zwei bis sieben Steuerkanälen ausgerüstet. Die ersten vier Kanäle lassen sich trimmen. Das heißt, die Mittel- bzw. Neutralstellung der Aufschalteinrichtung kann mit der Trimmung am Sender exakt, sogar während des Modellbetriebes, eingestellt werden. Im Laufe der Entwicklung hat sich eine Schaltungsvariante bei Sender, Empfänger und Servoelektronik als Standardvariante bewährt. Die prinzipielle Funktion dieser Standardschaltung sei am Beispiel der Anlage *start dp* (Bild 3) erläutert. Im Senderimpulsteil wird die Taktzeit von 20 ms für das Impulstelegramm mit dem Taktgeber (astabiler Multivibrator) erzeugt. Dieser Taktgeber triggert die erste Kanalkippstufe, die je nach Stellung des Steuerknüppels den Kanalimpuls von (1,7 ± 0,5) ms abgibt. Die Rückflanke des ersten Kanalimpulses triggert die zweite Kanalkippstufe usw., bis nacheinander alle fünf Kanalimpulse entstanden sind. Die Rückflanken des Taktimpulses und der Kanalimpulse werden mit *RC*-Gliedern in Nadelimpulse umgewandelt und über ein Diodengatter aneinandergereiht. Die Kanalinformationen von (1,7 ± 0,5) ms stecken nun in den Abständen der Nadelimpulse. Diese Nadelimpulse formt ein monostabiler Multivibrator zu schmalen Rechteckimpulsen, die den quarzstabilisierten Oszillator austasten. Durch diese Austastung des Oszillators wird die HF-Schwingung amplitudenmoduliert. Die PA-Stufe verstärkt die HF, die dann von der Antenne abgestrahlt wird. Um die notwendige Frequenzstabilität für Mehrkanalbetrieb im 27,12-MHz-Fernsteuerband (HF-Kanäle nicht mit Steuerkanälen verwechseln!) zu gewährleisten, werden Sender und Empfänger quarzstabilisiert. Durch steckbare Quarze ist bei Sender und Empfänger ein leichter Kanalwechsel möglich. Für jeden Fernsteuerkanal sind also zwei Quarze erforderlich, deren Frequenzen um die ZF des Empfängers (455 kHz bei *start dp*) auseinanderliegen. Der Empfänger ist ein quarzstabilisierter Miniatursuper mit Eingangsfilter zur Erhöhung der Spiegelfrequenzfestigkeit, einem dreistufigen ZF-Verstärker mit automatischer Vorspannungsregelung, Impulsverstärker und Dekoder. Vom Dekoder wird das Impulstelegramm so zerlegt, daß an jedem Kanalausgang der entsprechende Kanalimpuls auftritt. Die Pause zwischen den Impulstelegrammen, die immer größer als 9 ms ist, wird zur Synchronisation von Senderimpulsteil und Dekoder im Empfänger benutzt. Die angeschlossene Servoelektronik arbeitet als Nachlaufverstärker. Der positive Kanalimpuls triggert den Referenzgenerator, der einen negativen Referenzimpuls abgibt, dessen Länge von der Potentiometerstellung abhängt. Für eine bestimmte Ruderstellung sind Referenz- und Kanalimpuls gleich groß. Sie heben sich dann in der Vergleichsstufe auf. Am Brückenverstärker liegt keine Spannung an, der Servomotor steht. Ändert man die Knüppelstellung im Sender, so daß z. B. der Kanalimpuls länger wird, läuft in der Servoelektronik folgender Regelvorgang ab: Der Referenzimpuls ist nun kürzer als der Kanalimpuls, am Ausgang der Vergleichsstufe liegt der positive Differenzimpuls ($t_{Diff} = t_{Kan} - t_{Ref}$) an. Dieser Differenzimpuls wird zeitlich gedehnt, um die Impulspause

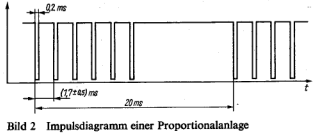


Bild 2 Impulsdiagramm einer Proportionalanlage

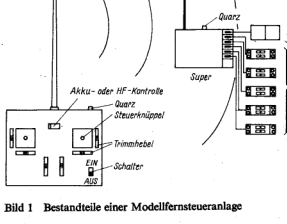


Bild 1 Bestandteile einer Modellfernsteueranlage

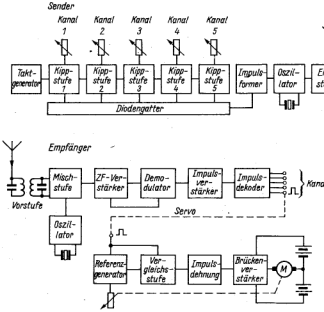


Bild 3 Übersichtsschaltplan einer Fernsteueranlage

von etwa 18 ms zu überbrücken, und steuert den Brückenverstärker an. Im Brückenverstärker wird ein Zweig leitend, der Servomotor läuft an und verstellt über ein Getriebe das Potentiometer des Referenzgenerators so lange, bis Referenz- und Kanalimpuls wieder gleich lang sind. Dann verschwindet der Differenzimpuls, und der Servomotor bleibt stehen. Wird der Kanalimpuls im angenommenen Fall kürzer als der Referenzimpuls, kehrt der Differenzimpuls seine Polarität um und steuert den anderen Zweig des Brückenverstärkers an. Der Motor läuft nun in der anderen Richtung an und stellt das Potentiometer entgegengesetzt zum ersten Fall. Der Regelvorgang ist analog. Je nach Anwendung dieses Prinzips bei den unterschiedlichen Aufschalteinrichtungen ist diese Funktion modifiziert. Die Besonderheiten werden bei den jeweiligen Schaltungen erläutert.

2. Gesetze und Frequenzen

Bei der Modellfernsteueranlage handelt es sich um eine Funkanlage, deren Herstellung und Betrieb durch die Bestimmungen der Landfunkordnung gesetzlich geregelt werden. Für die Modellfernsteuerung sind nach der Landfunkordnung vom 12. 2. 1974 folgende Frequenzen zugelassen:

13,56 MHz ± 0,05‰
27,12 MHz ± 0,6‰
433,92 MHz ± 0,2‰

Praktische Bedeutung hat das 27,12-MHz-Band erreicht. In ihm werden auch international die meisten Fernsteueranlagen betrieben. Für den Parallelbetrieb von ferngesteuerten Modellen, besonders bei Modellsportveranstaltungen, hat sich der in der Tabelle wiedergegebene Kanalraster mit 12 Vorzugskanälen eingebürgert. Die damit gegebene Bandbreite von 20 bis 30 kHz je Vorzugskanal ist für Eigenbau- und Industrieanlagen ausreichend. Die zunehmend stärkere Belegung des 27,12-MHz-Fernsteuerbands führte aber zur Entwicklung von Schmalbandanlagen (B_{HF} = 8 kHz), die den gleichzeitigen Betrieb von 32 Anlagen im Sendebereich ermöglichen. Parallel zu dieser Entwicklung wurde durch Einführung der FM- statt der AM-Übertragung eine verbesserte Störsicherheit der Anlagen erreicht. Der benutzte HF-Kanal wird bei Modellsportveranstaltungen durch einen farbigen Wimpel an der Sendeantenne gekennzeichnet. Die Landfunkordnung schreibt ferner vor, daß das Betreiben einer Fernsteueranlage genehmigungspflichtig ist. Ob Eigenbau- oder Industrieanlage, der Besitzer und Nutzer muß die Anlage bei der zuständigen Stelle der *Deutschen Post* vorführen. Er erhält, falls die Anlage den Vorschriften entspricht, für den Sender eine Abnahme-Nummer, die auf der personengebundenen Urkunde über die Genehmigung zum Betreiben der Fernsteueranlage eingetragen wird. Auskunft über Antrag und Genehmigung zum Betreiben der Fernsteueranlage erteilt jede für den Wohnort zuständige Bezirksdirektion der *Deutschen Post*, Abteilung Funk.

Ganz gleich, ob man Flug-, Schiffs- oder Automodelle fernsteuern will, den rechten Spaß bereitet es erst in der Gemeinschaft oder gar beim Wettbewerb. Modellsportgemeinschaften gibt es bei der *Gesellschaft für Sport und Technik* (Auskunft erteilt jeder Kreisvorstand) sowie in den Pionierhäusern und Klubs Junger Techniker.

Tabelle Kanalaufteilung des 27,12 MHz Fernsteuerbandes

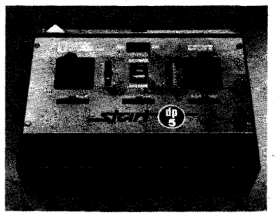
Kanal	Kennfarbe	Senderquarz-frequenz in MHz	Empfängerquarz-frequenz für ZF = 455 kHz
1		26,965	26,510
2	schwarz	26,975	26,520
3		26,985	26,530
4	braun	26,995	26,540
5		27,005	26,550
6		27,015	26,560
7	braun/rot	27,025	26,570
8		27,035	26,580
9	rot	27,045	26,590
10		27,055	26,600
11		27,065	26,610
12	rot/orange	27,075	26,620
13		27,085	26,630
14	orange	27,095	26,640
15		27,105	26,650
16		27,115	26,660
17	orange/gelb	27,125	26,670
18		27,135	26,680
19	gelb	27,145	26,690
20		27,155	26,700
21		27,165	26,710
22	gelb/grün	27,175	26,720
23		27,185	26,730
24	grün	27,195	26,740
25		27,205	26,750
26		27,215	26,760
27	grün/blau	27,225	26,770
28		27,235	26,780
29		27,245	26,790
30	blau	27,255	26,800
31		27,265	26,810
32		27,275	26,820

AM-Proportionalfernsteuersender start dp

Der Fernsteuersender *start dp* wird in 3-Kanal- und in 5-Kanal-Version als Handsender (Bild 1) hergestellt. Er ist mit NC-Akkumulatoren bestückt. HF- und Impulsteil sind auf getrennten Leiterplatten angeordnet. Die Schaltung des Senders (Bild 2) ist eine vielfach bewährte Standardschaltung. Die Transistoren T1 und T2 bilden den Taktgeber, einen astabilen Multivibrator. Die Taktzeit wird mit *R3* auf 20 ms eingestellt (Kontrolle an Meßpunkt M0). Die Ausschaltflanke des Taktimpulses wird durch das *RC*-Glied *C3*/*R7* differenziert und gelangt über die Trenndiode D3 als erster Nadelimpuls auf den Sammelpunkt (M 6). Im Normalzustand befinden sich die Transistoren T3 bis T7 im leitenden Zustand, da sie über die Basiswiderstände Basisstrom erhalten. Die Kollektoren liegen damit annähernd auf L-Potential (H = hoch ≙ H ≈ high; L = tief ≙ L ≈ low). Kippt der Transistor T2 des Taktgebers vom gesperrten in den leitenden Zustand, so wird *C4* von diesem Spannungssprung umgeladen. Die Folge davon ist, daß der Transistor T3 der ersten Verstärkerstufe (im weiteren als Kippstufe bezeichnet) sperrt, denn die Basis liegt jetzt auf L-Potential. Über die Widerstände *R8* und *R9* entlädt sich der Kondensator *C4*, so daß T3 nach Ablauf der Zeit $\tau = 0{,}7 \cdot (R8 + R9) \cdot C4$ wieder in den leitenden Zustand zurückkehrt. Der HL-Spannungssprung am Kollektor von T3 steuert die nächste Kippstufe in den gesperrten Zustand, und der gleiche Vorgang wie bei T3 wiederholt sich bei T4 und in der Folge dann auch bei T5, T6 sowie T7. Gleichzeitig wird bei T3 die Ausschaltflanke durch *C6*/*R12* zu einem Nadelimpuls geformt und über die Trenndiode D4 auf den Sammelpunkt (M 6) geführt. Die Zeit des Kippvorgangs von T3 ist von folgenden Faktoren abhängig:

- Kapazitätswert des Koppelkondensators *C4*,
- Widerstandswert von *R8* und *R9*,
- Höhe des Spannungssprungs beim Umladen von C4.

Der Kapazitätswert von *C4* ist zwar konstant, aber mit *R8* kann man die Zeit des Entladevorgangs von *C4* beeinflussen. Diese Einstellmöglichkeit wird benutzt, um die Variationsbreite eines Kanalimpulses von ±0,5 ms einzustellen. Die Grundzeit des ersten Kanalimpulses von 1,7 ms stellt man dagegen mit der Mittellage bzw. Neutrallage des Schleifers am Kanalpotentiometer *R6* ein. Da sich am Kanalpotentiometer der Spannungssprung für den Kippvorgang von T3 variabel abgreifen läßt, wird diese Möglichkeit zur Impulslängenvariation von ±0,5 ms genutzt. Die Achse des Potentiometers *R6* ist mit dem Steuerknüppel des ersten Proportionalkanals verbunden. In der Impulslängenvariation von ±0,5 ms steckt dann die Proportionalinformation bzw. die Kommandoinformation des betreffenden Kanals. Die zunächst am Beispiel der ersten Kippstufe erläuterten Schaltvorgänge laufen in gleicher Weise nacheinander bei den folgenden Kippstufen (T4 bis T7) ab. Die dabei entstehenden Nadelimpulse werden über die zugehörige Trenndiode auf den Sammelpunkt (M 6) geführt. Die aneinandergereihten



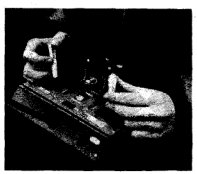


Bild 1 *a* – AM-Fernsteuersender *start dp 5*, *b* – Sender im Einsatz

Bild 2 Stromlaufplan des AM-Fernsteuersenders *start dp 5*

Nadelimpulse ergeben dann das Impulstelegramm, das alle 20 ms vom Sender wiederholt wird. Die Abstände der Nadelimpulse zueinander enthalten die Proportionalinformation für alle fünf Kanäle. Für die Trimmung der Steuerfunktion sind den Kanalpotentiometern für die Kanäle 1 bis 4 Trimmpotentiometer (*R5*, *R10*, *R15* und *R20*) in Reihe geschaltet. Diese Trimmpotentiometer werden mit nichtneutralisierenden Stellscheiben betätigt. Mit ihnen kann die genaue Neutrallage des Ruders am Sender eingestellt werden. Kanal 5 wird nur mit einer Stellscheibe betätigt und hat keine Trimmvorrichtung. Das Diodengatter D3 bis D9 reiht die Nadelimpulse aneinander. Die Transistoren T9 und T10 bilden einen monostabilen Multivibrator. Er hat die Aufgabe, aus den Nadelimpulsen exakte Rechteckimpulse zu formen (Kontrolle an Meßpunkt M 7). Die Breite dieser Rechteckimpulse wird mit *R34* eingestellt. Transistor T10 bildet gleichzeitig den Modulator für den HF-Oszillator, der mit T11 bestückt ist. Liegen an M 6 keine Impulse an, so ist T10 leitend, und der HF-Oszillator schwingt. Während der Kippzeit des Impulsformers ist T10 gesperrt. Damit setzt der HF-Oszillator aus. Der HF-Oszillator wird also durch das Impulstelegramm ausgetastet, das damit die HF-Schwingung moduliert. Bild 3 zeigt die Entstehung des Impulstelegramms.

Damit sich die Impulszeiten der Kippstufen nicht mit dem Ladezustand der Senderbatterie ändern (denn das würde die Ruderstellung beeinflussen und ein ständiges Nachtrimmen erfordern), ist die Spannung für den Impulsteil mit Z-Diode D10 und Transistor T8 stabilisiert. Die Z-Diode wird außerdem noch zur Spreizung des Meßbereichs des Anzeigeinstruments verwendet. Dieses Instrument ermöglicht die Batteriekontrolle. Der NC-Akkumulator des Senders gilt als entladen, wenn die Entladeschlußspannung von 10 V erreicht ist.

Der HF-Teil des Senders ist zweistufig. Er besteht aus dem Oszillator mit T11 und aus der Endstufe mit T12. Die Schwingungen des Oszillators werden mit einem Quarz stabilisiert. Der Quarz ist steckbar. Dadurch kann er zur Wahl des entsprechenden Fernsteuerkanals leicht ausgewechselt werden. Zu jedem Senderquarz gehört der passende Empfängerquarz. Mit dem Widerstand *R40* wird der Arbeitspunkt des Oszillators so eingestellt, daß er im gesamten 27,12-MHz-Band einwandfrei arbeitet. Den Oszillator gleicht man mit dem Kern von *L1* auf 27,12 MHz ab. Die induktiv gekoppelte Endstufe ist an ein zweistufiges *Collins*-Filter angeschlossen. Dadurch wird die vom Gesetz geforderte Oberwellenunterdrückung erzielt. Mit der Spule *L4* stimmt man die mit etwa 1 m sehr stark verkürzte Antenne auf Resonanz ab.

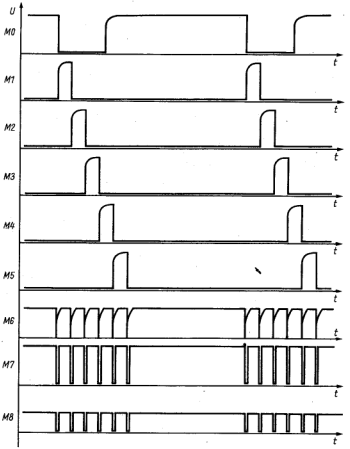


Bild 3 Impulsdiagramm des Senders *start dp 5*

Der Fernsteuerempfänger *start dp* ist ein quarzstabilisierter Miniatursuper (Bild 1). Empfänger und Digitaldekoder befinden sich auf einer gemeinsamen Leiterplatte. Der Empfänger wird von einem NC-Akkumulator 4,8 V/500 mAh gespeist. Die Aufschalteinrichtungen werden über Steckverbindungen (Diodenstecker) angeschlossen. Die Empfängerschaltung nach Bild 2 ist eine vielfach bewährte Standardschaltung. Die Schwingkreise *L2*/*C7* und *C9*/*L3* bilden das Eingangsfilter des Supers. Beide Kreise sind durch *C8* mit 1,5 pF nur sehr schwach gekoppelt. Dadurch wird die gewünschte hohe Selektivität für die Frequenzen des 27,12-MHz-Bandes erreicht. Die Antenne ist Bestandteil des Schwingkreises *L2*/*C7*. Da der Schwingkreis auf die Antennenlänge von 1 m abgestimmt ist, darf diese Länge nicht verändert werden. Kürzere oder längere Antennen haben eine verringerte Empfindlichkeit und damit geringere Reichweite zur Folge. In der Oszillatorstufe arbeitet T1. Es handelt sich dabei um die in der Modellfernsteuerung übliche Standardschaltung, wie sie auch im Sender angewendet wird, mit dem Quarz zwischen Basis und Kollektor und dem Schwingkreis *L1*/*C2* in der Kollektorleitung. Der Schwingkreis läßt sich mit dem Kern von *L1* auf Resonanz abstimmen. Die Mischstufe mit T2 ist über *C3* angekoppelt. Die Mischung von Empfangs- und Oszillatorfrequenz wird am Emitterwiderstand *R6* von T2 vorgenommen. Da das Filter F1 (roter Punkt) genau auf die ZF von 455 kHz abgeglichen ist, wird in der Mischstufe nur diese Frequenz verstärkt. Die beiden folgenden ZF-Stufen mit T3/F2 (gelber Punkt) und T4/F3 (grüner Punkt) sind ebenfalls genau auf die ZF von 455 kHz abgeglichen. Beiden ZF-Stufen wird über *R11* eine Regelspannung zugeführt, so daß sich die ZF-Verstärkung automatisch in Abhängigkeit von der Empfangsfeldstärke einstellt. Bei großer Signalspannung am Meßpunkt M 1 wird das Potential an diesem Punkt klein (T5 ist leitend); damit verringert sich aber auch die Basisvorspannung für T3 und T4, so daß die ZF-Stufen im Bereich geringerer Verstärkung arbeiten. Das ZF-Signal wird am Kollektor von T5 demoduliert. Die Impulsverstärkung übernimmt der dreistufige Verstärker mit T6, T7 und T8. T8 arbeitet in Kollektorschaltung, er verstärkt die Signalspannung nicht, sondern bewirkt nur einen niederohmigen Verstärkerausgang.

Die Transistoren T9 bis T20 bilden die Dekoderstufe. Die Dekoderstufe muß das Impulstelegramm wieder in die einzelnen Kanalimpulse auflösen und den Zähler im Empfänger mit dem Senderimpulsteil synchronisieren. T9 übernimmt die Synchronisation, während die Transistoren T11 bis T20 in Vierschicht-

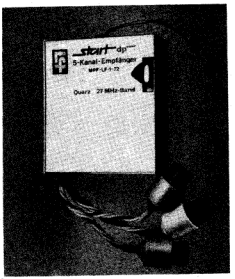
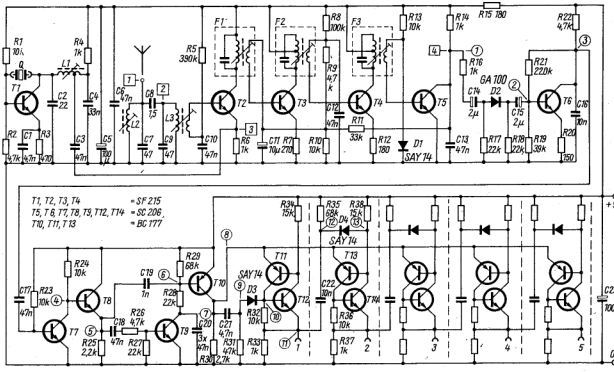


Bild 1 AM-Fernsteuerempfänger *start dp 5*

Bild 2 Stromlaufplan des AM-Fernsteuerempfängers *start dp 5*



diodenersatzschaltung als Zähler (Schieberegister) arbeiten. Transistor T10 taktet das Schieberegister. Das ankommende Impulstelegramm entlädt über T9 den Kondensator C20. Folglich erhält der Transistor T10 eine negative Basisvorspannung, und die Austastimpulse können damit T10 schalten. Der erste Impuls wird an C21/R31 differenziert. Der Nadelimpuls gelangt über D3 auf die Basis von T12 und schaltet die erste Zählstufe in den leitenden Zustand. Der nächste Austastimpuls sperrt die erste Stufe wieder und schaltet die zweite Zählstufe in den leitenden Zustand. Dieser Vorgang wiederholt sich bei allen fünf Stufen (s. auch Bild 3). Während der Synchronisationspause von $t_s > 6$ ms zwischen den Impulstelegrammen lädt sich C20 über R28/R29 positiv auf. Damit wird T10 gesperrt, und alle Anoden der Vierschichtdiodenersatzschaltung (Emitter der pnp-Transistoren) werden auf Massepotential gelegt. Demzufolge schalten alle Zählstufen, ganz gleich, in welchem Zustand sie sich befinden, in die Startstellung. Der Zähler ist auf diese Weise synchronisiert, denn erst das nächste Impulstelegramm kann ihn neu starten. An den Kanalausgängen 1 bis 5 treten damit die positiven Kanalimpulse von (1,7 ± 0,5) ms auf. An diese Ausgänge werden die Aufschalteinrichtungen angeschlossen.

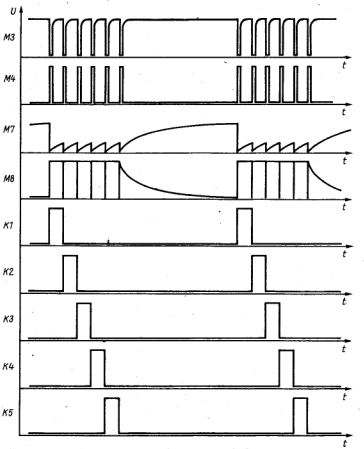


Bild 3 Impulsdiagramm des Empfängers *start dp 5*

AM-Fernsteueranlage microprop-proportional 4/6

Die Weiterentwicklung der Fernsteueranlagen ist durch konsequente Anwendung der integrierten Schaltungen (IS) gekennzeichnet. Dazu wurden unterschiedliche Schaltungsvarianten für das Digital-Proportional-System entwickelt. Auf diese Weise bleiben Sender, Empfänger und Aufschalteinrichtungen (Servos, Fahrtregler, Segelwinde u. a.) weiterhin kompatibel (innerhalb eines Fabrikats). Wie sich die Schaltungsintegration mit Standard-IS bei vorgegebenem System lösen läßt, sei am Beispiel der *microprop*-Anlage gezeigt. Bei dieser Anlage werden im Sender und im Empfängerimpulsteil IS der CMOS-Reihe eingesetzt. Gegenüber den Low-Power-IS (Kleinleistung) der TTL-Reihe ergibt sich je Gatter der CMOS-IS ein um den Faktor 10^{-3} verringerter statischer Leistungsbedarf. Durch die Anwendung der CMOS-IS wird folglich die Leistungsbilanz von Sender und Empfänger günstig beeinflußt. Hinzu kommt, daß die Schwellenspannung der CMOS-Gatter etwa 50% der Speisespannung beträgt. Die nahezu ideale Übertragungskennlinie der Gatter und ihre nur geringe Temperaturabhängigkeit ergeben damit eine hohe Störsicherheit. Diese Schaltkreise waren dem Amateur bei Manuskriptabschluß im allgemeinen nicht zugänglich, so daß dieses Blatt mehr als Information über weitere Entwicklungsrichtungen zu werten ist. In der Anlage *microprop-proportional* werden im Senderimpulsteil (Bild 1) nur noch vier IS und einige externe Bauelemente verwendet. Das ergibt eine gute Übersichtlichkeit für die Baugruppengestaltung. IS1 ist ein »Dual-Timer«, d. h., sie enthält zwei Zeitgeber. Der eine Timer wird als Taktgeber für das Impulstelegramm benutzt (Bild 2) und der andere als Integrator für die Kanalimpulse. Die Taktzeit des Impulstelegramms wird mit dem Trimmer *R8* auf 30 ms eingestellt. Mit *R9* gleicht man die Variationsbreite der Kanalimpulse auf ±0,5 ms ab. Die Neutralstellung jedes Kanals von 1,7 ms ist durch Verdrehen von Achse bzw. Gehäuse der Kanalpotentiometer *R10* bis *R15* einzustellen. Da der Integrator für alle sechs Kanäle genutzt wird, ist der Abgleich der Variationsbreite nur bei Kanal 1 erforderlich. Er stimmt dann bei allen weiteren Kanälen. Allerdings beeinflussen sich – ähnlich wie bei den Transistorkippstufen – im Senderimpulsteil Neutrallage und Variationsbreite, so daß für den genauen Abgleich beider Stellungen gegebenenfalls *R9* und *R10* abwechselnd einreguliert werden müssen. Für die Bildung der einzelnen Kanalimpulse werden die Kanalpotentiometer *R10* bis *R15* nacheinander von dem CMOS-Oktal-Zähler (*4022*) über die bilateralen CMOS-Schalter (*4066*) an den Integrator (*1/2 NE 556*) angeschaltet (siehe auch Bild 3). Diese AM-Anlage läßt sich mit einfachsten Mitteln (Vielfachmesser genügt!) voll funktionsfähig abgleichen.

Mit der Steigerung der Sendeleistung auf 0,8 bis 1 W setzten sich dreistufige HF-Teile immer mehr durch (Bild 3). Das ermöglicht es, den Oszillator im Interesse der Frequenzkonstanz und des sicheren Arbeitens in allen HF-Kanälen für geringe Leistung auszulegen. Um die durch diese Maßnahme verbesserten Eigenschaften des Oszillators dann nicht wieder durch dessen Modulation zu verschlechtern, nimmt man bei dreistufigen Fernsteuersendern die Modulation in der Treiberstufe vor. Die Vorteile der Oszillatormodulation (z. B. geringer Leistungsbedarf, m = 100%) bleiben bei der Treiberstufenmodulation er-

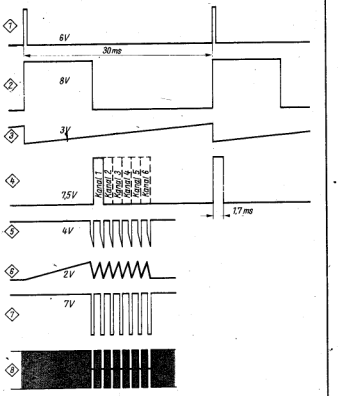


Bild 2 Impulsdiagramm des Senders *microprop-proportional 4/6*

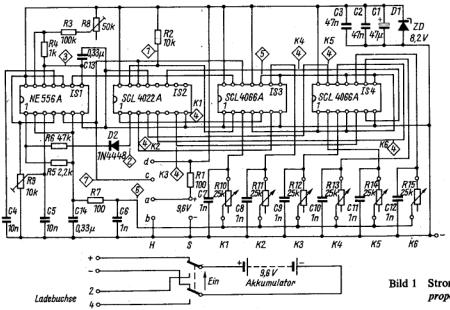


Bild 1 Stromlaufplan des AM-Senders *microprop-proportional 4/6*, Impulsteil

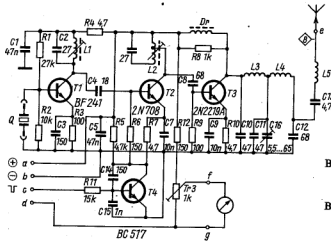
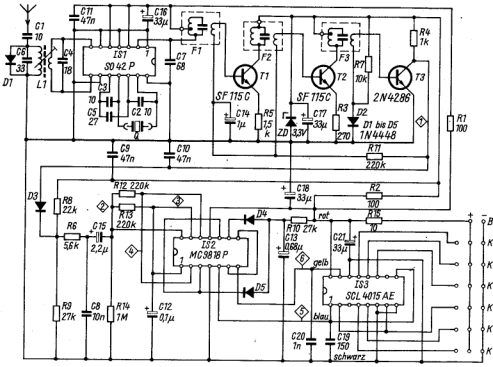


Bild 3 Stromlaufplan des AM-Senders *microprop-proportional 4/6*, HF-Teil

Bild 4 Stromlaufplan des AM-Empfängers *microprop-proportional 4/6*



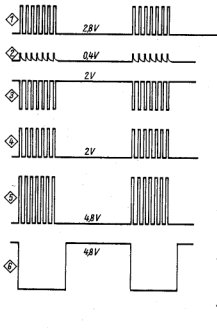


Bild 5 Impulsdiagramm des Empfängers

halten. Die Stufen sind kapazitiv gekoppelt. Treiber- und PA-Stufe arbeiten im C-Betrieb. Der Oszillator ist durch das *RC*-Glied *R4*/*C1* entkoppelt. Zur Erzielung eines geringen Oberwellengehalts und zur Anpassung der Antenne ist der PA-Kreis als Doppel-π-Filter ausgebildet. Die verkürzte Antenne wird mit der Verlängerungsspule *L5* auf Resonanz abgestimmt. *C*13 trennt die Antenne gleichstrommäßig, so daß bei metallischer Verbindung zwischen Antenne und Sendergehäuse kein Batteriekurzschluß entstehen kann. Diese HF-Teil-Schaltung wird auch bei anderen Fernsteueranlagen mit nur geringer Abänderung angewendet.

Beim Empfänger *microprop-proportional 4/6* erreichte man durch konsequente Anwendung von IS eine entscheidende Vereinfachung, und der Bguaufwand ist gering. IS1 bildet Oszillator und Mischstufe (Bild 4). Mit diesen IS werden gute Großsignalfestigkeit, gutes Kreuzmodulationsverhalten und kleine Rauschzahl erzielt. Die Antenne ist über *C*1 nur lose an den Eingangskreis angekoppelt, so daß sich geringe Änderungen der Antennenlänge kaum auswirken. Die Diode D1 begrenzt zu große Eingangsamplituden in unmittelbarer Sendernähe. Der dreistufige ZF-Verstärker mit *LC*-Kopplung ist konventionell ausgelegt und hat sich in Modellfernsteueranlagen als Standardvariante durchgesetzt. Die Regelung wirkt auf 1. und 2. ZF-Stufe. Impulsverstärkung und Pausenerkennung (Synchronisation) erfolgen in IS 2. Zur Dekodierung des Impulsdiagramms (Bild 5) wird IS 3 (zwei 4-Bit-Schieberegister) in MOS-Technik eingesetzt. Der Empfänger besteht aus zwei Leiterplatten. Mischer, ZF- und Impulsverstärker befinden sich auf der einen, Dekoder und Buchsenleiste auf der anderen Leiterplatte.

FM-Fernsteueranlage *Multiplex* Royal-FM 5 + 2

Die zunehmende Zahl von Modellfernsteueranlagen stellt dem Anlagenentwickler zwei Aufgaben. Erstens muß die Empfindlichkeit gegen externe Störungen gesenkt werden, und zweitens ist die Bandbreite zu verringern, damit sich im Fernsteuerband möglichst alle 32 Kanäle belegen lassen. Aus dieser Aufgabenstellung leiten sich einander widersprechende Forderungen ab. Die Störfestigkeit kann man erhöhen, wenn man die FM-Übertragung anwendet, die aber eine größere Bandbreite erfordert als bei AM-Übertragung. Der Kompromiß wurde zugunsten der FM-Übertragung geschlossen, da für sie Entwicklungen (Schaltungen und Bauelemente) aus anderen Bereichen der Funktechnik bereits existieren und sich nutzen lassen. Im folgenden wird eine solche Anlage beschrieben, so daß sich der fortgeschrittene Amateur auch über diese Lösungswege informieren kann. Die FM-Anlage *Royal FM 5 + 2* war 1975 die erste serienmäßig hergestellte FM-Anlage für die Modellfernsteuerung. Mit dieser Anlage war zu dieser Zeit bereits der uneingeschränkte Schmalbandbetrieb (40 kHz) in den Frequenzbändern 27 MHz, 35 MHz und 40 MHz möglich. Der Impulsteil des Senders (Bild 4) ist noch mit Transistoren bestückt. Diese Lösung ermöglicht es auf einfache Weise, den Sender von 5 Kanälen auf 7 Kanäle auszubauen. Der steckbare Ausbausatz (Transistor T7 und T8) kann seit 1977 gegen 2 × 4 schaltbare Kanäle (ebenfalls steckbarer Ausbausatz) des *Multinaut*-Systems getauscht werden.

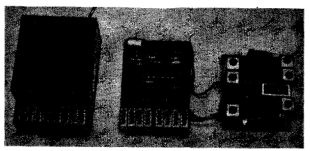


Bild 1 Empfänger *Multiplex-Royal FM 5 + 2*

Beim *Multinaut*-System wird ein Proportionalkanal durch 4 gleichzeitig und unabhängig (simultan) zu betätigende Schaltkanäle ersetzt. Die freie Wahl bzw. Belegung von 8 Schaltkanälen statt 2 Proportionalkanälen wird besonders dort von Interesse sein, wo mehrere Schaltfunktionen zu betätigen sind, z. B. auf Schiffsmodellen Pumpen, Beleuchtung, Sirene o. ä. Die Impulsverknüpfung über das Diodengatter und die Impulsformung mit monostabilem Multivibrator (T10/T11) wird wie beim Standardsystem der Digitalsender realisiert. Die Impulsbreite der Austastimpulse wird mit *R*39 eingestellt. Zur Impulsformung für Schmalbandbetrieb ist der Kapazitätsdiode D10 mit *R*45/*C*31/*R*46/*C*32/*R*47 ein *RC*-Filter vorgeschaltet. Der Oszillator mit T13 schwingt auf $f/2 = 13{,}5$ MHz. Schwingkreis *C*35/*L*1 siebt die 1. Oberwelle $f = 27{,}12$ MHz aus. Mit *LC*-Filtern zur Stufenkopplung und durch das Doppel-π-Filter in der Endstufe wird die für Schmalbandbetrieb vorgeschriebene Ober- und Nebenwellendämpfung erreicht. Eine interessante Besonderheit bietet die Stromversorgung des Senders. Durch Bestückung mit 6 NC-Zellen (1,0 Ah oder 1,2 Ah) wird eine Betriebszeit von fünf Stunden erreicht. Da diese Zellen schnellade fähig sind, kann der Senderakkumulator mit 7,2 V Klemmenspannung aus dem Fahrzeugakkumulator (12 V) innerhalb von 15 Minuten wieder aufgeladen werden. Damit ist die Fernsteueranlage weitgehend netzunabhängig (Campingbetrieb). Als Empfängerkonzeption (Bild 2) wird

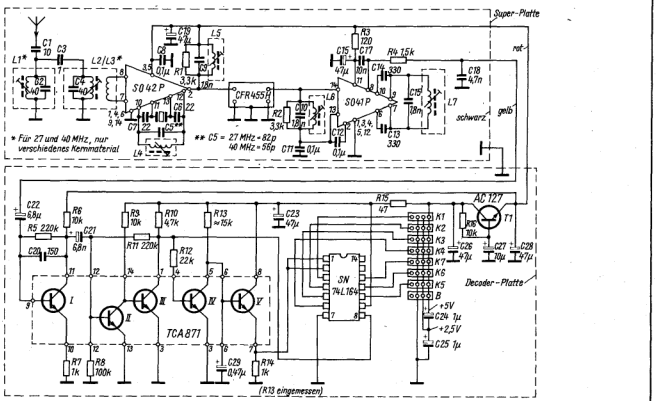


Bild 2 Stromlaufplan des FM-Fernsteuerempfängers *Multiplex-Royal FM 5+2*

eine *Siemens*-Applikation von 1972 angewendet, die inzwischen zur Standardvariante für die FM-Fernsteuerempfänger wurde. Der Empfänger ist, wie der AM-Empfänger *Royal*, auf zwei Leiterplatten (Super und Dekoder) aufgebaut. Durch die IS *SO 42 P* und *SO 41 P*, ein keramisches Filter sowie weitere *LC*-Filter zur Stufenanpassung und Selektion werden sehr gute elektrische Kennwerte erreicht (Trennschärfe: > 65 dB bei B_{HF} = 7,5 kHz; Empfindlichkeit: 2 bis 3 µV bei 20 dB S/N). Impulsverstärkung und Synchronisation besorgt das Fünffach-Transistorarray *TCA 871*. Die Synchronisation läßt sich durch Einmessen von *R*13 einstellen. Der Rückstellimpuls für die als Schieberegister geschaltete IS *SN 74 L 164* der Low-Power-Serie wird durch Aufladen von *C*29 gewonnen und liegt an Anschluß 7 von IS3. Die Betriebsspannung des Supers stabilisiert T1; der Dekoder wird über *R*15/*C*23 entkoppelt. Damit keine Störimpulse über die Anschlußbuchsen (B, K1 bis K5) in den Empfänger eindringen, wurden die Kondensatoren *C*24 und *C*25 eingesetzt. Die Kanalausgänge haben noch den geschalteten Batteriemittelabgriff, damit auch ältere Servos angeschlossen werden können.

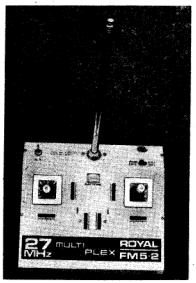


Bild 3 Sender *Multiplex-Royal FM 5+2*

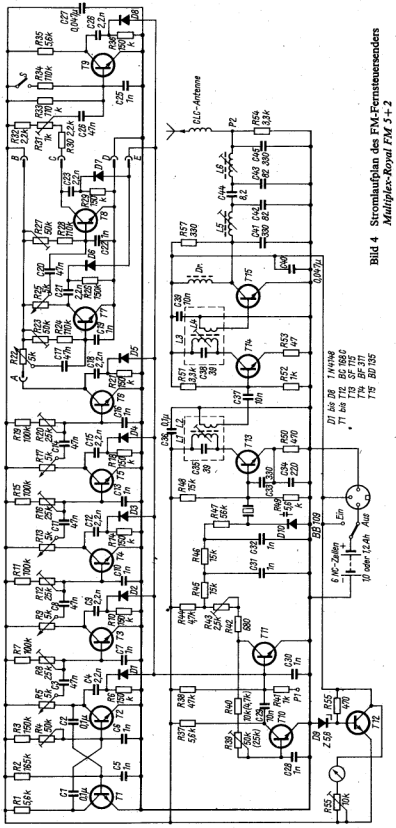


Bild 4 Stromlaufplan des FM-Fernsteuersenders *Multiplex-Royal FM 5+2*

Bei den Proportionalrudermaschinen, Kurzbezeichnung *Servo*, gibt es die Versionen
– Servomechanik und getrennter Servobaustein (Elektronik)
– Servo mit eingebauter Elektronik.
Bei der Anlage *start dp* ist die Elektronik in 2- bzw. 3-Kanal-Servobausteinen zusammengefaßt, an die die Servomechanik *Servomatic-15-Prop* angeschlossen wird (Bild 1). Die Servoelektronik realisiert die im Blatt »Grundlagen« erwähnten Funktionsstufen Referenzgenerator, Vergleichsstufe und Brückenverstärker (Bild 2). Den Referenzgenerator bildet der monostabile Multivibrator mit den Transistoren T1 und T2. Die kapazitive Rückkopplung wird durch *C2* und die galvanische Rückkopplung durch *R4* gebildet. Die Impulslänge muß sich doppelt einstellen lassen: einmal für den Abgleichvorgang und zum anderen für jeden Regelvorgang beim Steuern. Die entsprechenden Möglichkeiten sind dafür vorgesehen. Mit *R1* gleicht man den Referenzgenerator genau auf die mittlere Impulslänge von 1,7 ms ab. Für den Regelvorgang ist das Potentiometer *R5* vorgesehen, mit dem – je nach geforderter Impulslänge – die Impulszeit im Bereich von 1,2 bis 2,2 ms eingestellt werden kann. Der ankommende positive Kanalimpuls triggert über *C3* und D2 den Referenzgenerator in seinen instabilen Zustand. Die Verweildauer im instabilen Zustand und damit die Impulslänge sind abhängig von der Dimensionierung von *R1*, *R2*, *R5* und *C2*. Mit *R1* wird der Arbeitspunkt von T1 und zugleich die mittlere Impulslänge eingestellt. Der Referenzimpuls wird am M2 abgegriffen und über *R11* auf den Vergleichspunkt M3 eingespeist. Der Kanalimpuls mit seiner Proportionalinformation gelangt über *R10* auf den Vergleichspunkt. Haben nun der positive Kanalimpuls und der negative Referenzimpuls die gleiche Länge, so heben sie sich am M3 auf. Sind die Längen der beiden Impulse unterschiedlich, verbleibt am M3 ein positiver oder negativer Differenzimpuls. Ein positiver Differenzimpuls steuert T4 in den leitenden Zustand und wird dadurch verstärkt, ein negativer Differenzimpuls dagegen steuert T3 auf. Der auf diese Weise verstärkte Impuls am Punkt M4 lädt *C6* je nach seiner Länge auf. Damit wird der Differenzimpuls gedehnt. Liegt kein Signal am M3, dann sind die Transistoren T3 und T4 gesperrt, und M4 wird auf dem Potential der halben Batteriespannung gehalten. T5 und T7 sowie T6 und T8 stellen die beiden Brückenzweige des Gleichstromverstärkers dar. Zwischen Verstärkermittelabgriff und Batteriemittelabgriff ist der Servomotor angeschlossen. Sind die beiden Transistoren T7 und T8 gesperrt, so kann über den Motor kein Strom fließen. Demzufolge wird er nicht angetrieben. Verändert sich am Eingang E die Impulslänge, so spielt sich folgender Regelvorgang ab: Der Kanalimpuls triggert den Referenzgenerator. Beide Signale werden am M3 verglichen, und übrig bleibt z. B. ein positiver Differenzimpuls. Dieser steuert T4 durch. Damit werden T5 in den gesperrten und T6 in den leitenden Zustand geschaltet. Die Folge davon aber ist, daß T8 leitend wird und T7 gesperrt bleibt, es kann also ein Strom über T8, den Servomotor und einen Batteriezweig fließen. Der Motor läuft an und verstellt das über das Getriebe angekuppelte Potentiometer *R5*. Der Motor wird so lange laufen und *R5* verstellen, bis die Länge des Referenzimpulses gleich der Länge des Kanalimpulses ist. Dann heben sich am M3 beide Impulse auf, die Schaltung befindet sich wieder im abgeglichenen Zustand, und der Motor bleibt stehen. Für diesen angenommenen Fall war der Kanalimpuls länger als der Referenzimpuls. Sollte der Kanalimpuls kürzer als der Referenzimpuls sein, so läuft der gleiche Vorgang nur für den anderen Verstärkerzweig ab.
Bei diesem Regelvorgang kann es nun eintreten, daß der Motor zu viel Schwung hat und über seinen Sollwert hinausläuft. Dann wird das Potentiometer *R5* zu weit verstellt, die Länge des Referenzimpulses ändert sich zu stark, und demzufolge läuft der Regelvorgang in umgekehrter Richtung wieder an. Das führt

Bild 1 Handelsübliche Servo *Servomatic 15 Prop*

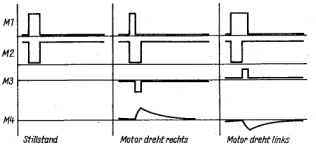
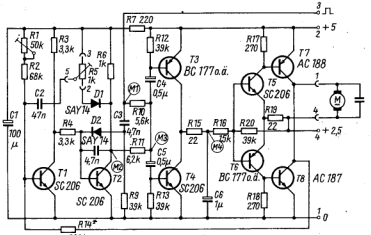
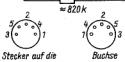


Bild 2 Stromlaufplan der Servoelektronik zur *start dp*





1 weiß
2 schwarz
3 rot
4 gelb
5 grün

R14* wird eingemessen

Bild 3 Impulsdiagramm zur Servoelektronik *start dp*

letzten Endes dazu, daß das Servo ständig um seine Nullage pendelt. Diese Erscheinung würde schnell zur Erschöpfung der Batterie und zum raschen Verschleiß des Getriebes führen. Als Gegenmaßnahme wird eine elektronische Dämpfung vorgesehen. Man erreicht durch Rückführung eines Teils der Antriebsspannung auf den Referenzgenerator, daß der Motor verlangsamt in seine Ruhelage hineinläuft, gewissermaßen gebremst, also gedämpft wird. Diese Dämpfung durch *R*14 wirkt nur beiderseitig des An- und Auslaufbereichs des Servomotors und hat auf die Stellgeschwindigkeit und auf den Ruderausschlag keinen Einfluß.

Die steigende Anzahl der hergestellten Modellfernsteueranlagen führte zur Entwicklung spezieller integrierter Schaltungen (IS). So wurden verschiedene Typen monolithischer IS, aber auch Hybrid-IS, für die digital-proportionale Abtastregelung in den Aufschalteinrichtungen besonders in Servos entwickelt. Diese IS enthalten prinzipiell die gleichen Funktionsstufen wie die Transistorservoelektronik nach Bild 2. Wirkungsweise und Beschaltung einer vollintegrierten Servoelektronik seien am Beispiel der IS *SN 28604* des »*C-Servos*« erläutert (Bild 4). Trotz integrierter Servoelektronik ist auch bei einer IS noch eine Außenbeschaltung erforderlich, die die IS an die Impulszeiten der jeweiligen Anlage anpaßt.

Die IS *SN 28604* enthält im Eingang einen Inverter (Anschlüsse 1 und 2), so daß sie wahlweise für negative (an Anschluß 1) und positive Kanalimpulse (an Anschluß 3) verwendet werden kann. Mit dem *RC*-Glied *C*4/*R*5 wird der Eingang gleichstrommäßig entkoppelt, so daß das Servo bei Impulsausfall in der jeweiligen Lage stehenbleibt. Damit ist es gleichgültig, in welcher Stellung der Zählerausgang stehenbleibt: Das Servo läuft nicht auf Anschlag. Die Kippzeit des Referenzgenerators wird durch Beschaltung der Anschlüsse 5 und 6 eingestellt. Die mittlere Referenzzeit ist mit *R*4/*R*10 abzugleichen. Für mittlere Kanalimpulse von $t_k = 1{,}7$ ms (*microprop*) ist nur $R4 = 10\ k\Omega$ eingeschaltet. Bei kürzeren Impulszeiten, z. B. 1,6 ms (*Multiplex*), wird $R10 = 39\ k\Omega$ parallel zu *R*4 geschaltet. Die dann noch vorhandene Abweichung von der Mittelstellung des Servos wird durch Drehen des Schleifers von *R*11 ausgeglichen. Die Variation der Referenzzeit von $\pm 0{,}5$ ms ist nur von der Spannung an den Anschlüssen 5 und 6 abhängig. Da davon im wesentlichen Stellgenauigkeit sowie Temperatur- und Spannungsstabilität des Servostellwegs abhängen, wird die am Stellpotentiometer abgegriffene Spannung über *R*9/*C*8 von der Speisespannung entkoppelt. Mit *C*1 wird an Anschluß 7 die tote Zone des Servos eingestellt. Die Größe von *C*1 muß auf die Dämpfung, aber auch auf die Stellgeschwindigkeit und auf die Servomechanik abgestimmt sein. Für die Dämpfung ist *R*8 verantwortlich. Die Impulsdehnung übernehmen für jeweils eine Seite *R*1/*C*5/*R*6 und *R*2/*C*6/*R*7. Die Dimensionierung der *RC*-Glieder richtet sich nach der Taktzeit des Impulstelegramms. Da die Taktzeit der Anlage *microprop* mit 30 ms wesentlich länger als bei anderen Fernsteueranlagen ist, sind auch die Kondensatoren *C*5 und *C*6 größer bemessen als bei anderen Servoschaltungen. Der Kondensator *C*2 entstört den Servomotor.

Die vollintegrierte Servoelektronik ermöglicht kleine Servoaufbauten, die schnell (0,2 s für 10 mm Stellweg) und genau (1 %) erhebliche Stellkräfte (bis 2,5 kp) entwickeln.

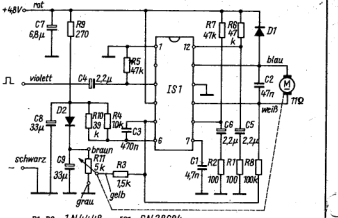


Bild 4 Beispiel einer integrierten Servoelektronik (*Microprop Compact-Servo*)

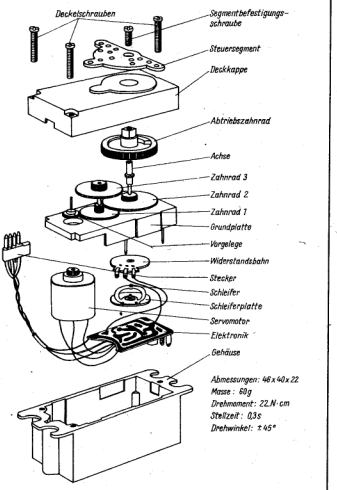


Bild 5 Beispiel einer Servomechanik *Multiplex IS-Servo*

Exakt müßte in diesem Anwendungsfall vom Drehzahlsteller gesprochen werden. Die Entwicklung leistungsfähiger elektronischer Bauelemente ermöglicht den Aufbau von Schaltungen, mit denen auch größere elektrische Leistungen im Modell vollproportional gesteuert werden können. Eine solche Aufgabe besteht z. B. bei der Steuerung des Fahrmotors, an dem die Drehzahl zwischen 0 und Maximum für beide Drehrichtungen stufenlos stellbar sein soll. Der Fahrtregler (Bild 1) ermöglicht bei entsprechender Kühlung die Steuerung von Fahrmotoren mit den Daten 10 A/25 V und läßt sich kurzzeitig überlasten. Er eignet sich für den Nachbau und wurde zu diesem Zweck mit handelsüblichen Bauelementen bestückt (Bild 2).

Der positive Kanalimpuls wird von T1 in einen negativen Impuls am M1 (Bild 3) umgewandelt. Der negierte Eingangsimpuls gelangt über *R4* auf den Vergleichspunkt M3. Der Kanalimpuls triggert über *C2* den monostabilen Multivibrator mit T2 und T3. Der monostabile Multivibrator arbeitet als Referenzgenerator und liefert den positiven Referenzimpuls (M2), der über *R5* auf den Vergleichspunkt gelangt. Ist der verbleibende Differenzimpuls negativ, gelangt er über *C8*/*D5* auf M5 und damit auf *C9*. *C9* hat eine impulsdehnende Funktion, um die etwa 20 ms Pause bis zum nächsten Kanalimpuls zu überbrücken. In der Impulspause entlädt sich *C9* über *R22* und *R23*. Die Impulsdehnung kann daher mit *R22* genau eingestellt werden. Ohne Impuls am M5 leiten T7 und (wegen der galvanischen Kopplung) auch T8. T9 (da pnp) und T10 sind gesperrt. Ein kurzer Impuls am M5 wird von *C9* gedehnt und bewirkt, daß über T7, T8 und T9 der Leistungstransistor T10 kurzzeitig leitet. Der leitende Zustand von T10 läßt sich damit in Abhängigkeit von der Länge des Kanalimpulses von »gesperrt« über »kurzzeitig leitend«, »fast völlig leitend« bis »voll durchgesteuert« einstellen. Die Drehzahl des Fahrmotors hängt damit nicht von der Spannungshöhe, sondern von Spannungsimpulsen einstellbarer Länge ab. Die Steuerungsart hat den Vorteil, daß sie mit einem Minimum an Verlusten (Spannungsabfall über T10) auskommt und trotzdem eine stufenlose Einstellung der Motordrehzahl ermöglicht. Ist der Differenzimpuls am M3 positiv, so sperrt D5. Der positive Differenzimpuls wird von T6 negiert und gelangt dann als negativer Impuls über *C6*/*R20*/*D4* auf M5. Gleichzeitig steuert der negierte positive Differenzimpuls über *D3*/*R15* die Transistoren T5 und T4. Bei ankommendem negativem Impuls sperren T5 und T4, und das Relais fällt ab. Damit kehrt sich die Drehrichtung des über den Kontaktsatz angeschlossenen Motors um. Solange am M3 ein negativer Impuls oder kein Impuls anliegt, sperrt T6, T5 und T4 sind leitend, das Relais ist also angezogen. Das Relais fällt bereits ab, wenn ein sehr kurzer Impuls am M4 anliegt, so daß der Motor umgepolt wird, ehe er in der anderen Drehrichtung anläuft. Es ist besonders wichtig, daß die Drehrichtung im stromlosen Zustand umgekehrt wird. Das vermeidet zum einen starke Funkenbildung, die sonst beim Umschalten die Fernsteueranlage stören könnte. Zum anderen lassen sich die Kontakte der Relais stärker belasten, da sie nicht unter Last schalten. Mit *R22* wird der Totbereich, in dem umgeschaltet wird, genau eingestellt. Damit T5 und T4 bereits bei kürzestem negativem Impuls am M4 schalten, ist der Basis von T5 mit *C4*/*R15*/*C5* eine wirksame Siebkette vorgeschaltet. Die Diode *D2* hat lediglich die Aufgabe, beim Umschalten entstehende Induktionsspannungen kurzzuschließen und damit T4 zu schützen. Der Fahrtregler ist in der Endstufe mit dem Siliziumtransistor *2 N 3055* (z. B. aus der UVR) oder einem äquivalenten Typ bestückt.

Die Weiterentwicklung der Fahrtregler bestand vor allem darin, durch den Einsatz integrierter Schaltkreise mit vereinfachten Schaltungen höhere Betriebssicherheit und verbessertes Stellverhalten zu erzielen. Gleichzeitig wurden die Leistungsdaten verbessert.

Durch Trennung von Steuer- und Leistungsteil bei dieser Fahrtreglerversion läßt sich erreichen, daß der Impulsteil nicht mehr durch Verlustwärme der Leistungsendstufe beeinflußt wird. Dadurch erhält man einerseits eine exakte temperatur- und leistungsunabhängige Steuercharakteristik. Andererseits können an ein Steuerteil bis zu drei Leistungsteile angeschlossen werden. Damit sind über einen Empfängerausgang, ein Steuerteil und drei Leistungsteile die beachtliche Leistung von $P = 3 \cdot 25\ \mathrm{V} \cdot 20\ \mathrm{A} = 1{,}5\ \mathrm{kW}$ für beide Stromrichtungen stufenlos und proportional zwischen 0 und Maximum steuerbar. Im Steuerteil (Bild 4) wurde ein Schaltkreis vom Typ *555* als Referenzgenerator eingesetzt. Diese hochstabile Zeitgeberschaltung (Timer) ermöglicht die temperatur- und spannungsunabhängige Einstellung der Referenzzeit mit *R4*. Zur Impulsaufbereitung wurden in dieser Version stromsparende CMOS-Schaltkreise vom Typ *4011* benutzt. (CMOS-Schaltkreise für das RGW werden in der Sowjetunion hergestellt, Interessenten sollten sich über das bei Erscheinen dieser Sammlung vorhandene Typenangebot informieren!) Tritt ein Steuerimpuls an G8 auf (gleich ob $t_{kan} > t_{Ref}$ oder $t_{kan} < t_{Ref}$), so wird über T3 der Operationsverstärker – in der vorgestellten Anlage ein *TCA 335 A* – angesteuert. Impulsdehnend wirkt *C8*, wobei sich der genaue Wert der Impulsdehnung (Vollast) mit *R11* einstellen läßt. Der Opera-

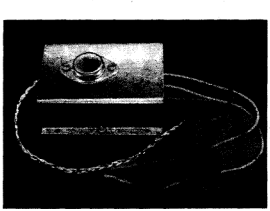
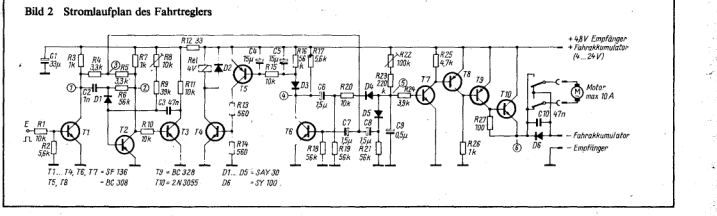
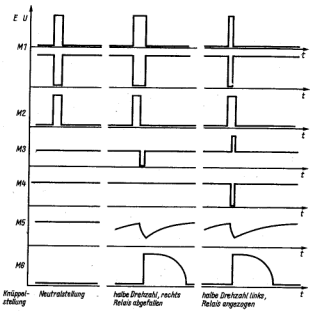


Bild 1 Praktische Ausführung eines Fahrtreglers

Bild 2 Stromlaufplan des Fahrtreglers





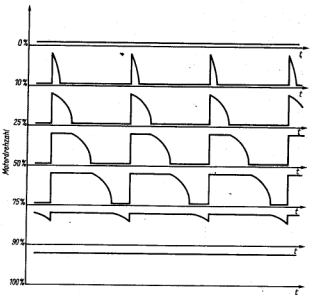


Bild 3 Impulsdiagramm des Fahrtreglers

tionsverstärker arbeitet als hochempfindlicher Schwellwertschalter, der exakte längenvariable Rechteckimpulse zur Ansteuerung des Leistungsteils liefert. G6 und G7 von IS2 bilden einen bistabilen Multivibrator, der nur dann umschaltet, wenn der Differenzimpuls (Vergleich von t_{kan} mit t_{Ref}) seine Polarität ändert. Damit erreicht man, daß das Umpolrelais exakt im stromlosen Zustand des Endstufentransistors T3 schaltet. Durch Einsetzen der Lötbrücke a oder b läßt sich wählen, bei welcher Drehrichtung des Motors das Umpolrelais angezogen sein soll. CMOS-Bauelemente lassen sich in einem weiten Speisespannungsbereich (z. B. 3,5 bis 7,5 V) des Steuerteils benutzen. Über Steckverbinder können an ein Steuerteil bis zu drei Leistungsteile (Bild 5) angeschlossen werden. Der Leistungsteil besteht aus der Transistorleistungsstufe (*Darlington*-Kaskade) und dem Umpolrelais. Die beiden Varianten 8 A/10 A und 15 A/20 A unterscheiden sich nur in der Transistorbestückung und in der Form des Kühlkörpers. (Zum Austausch der NSW-Leistungstransistoren empfiehlt es sich im Einzelfall, ihre Daten mit denen z. B. der ČSSR-KD-Reihe zu vergleichen!) Wird der Kühlkörper des Endstufentransistors T3 durch Gebläse gekühlt, läßt er sich mit dem Maximalwert 10 A bzw. 20 A belasten. Damit bei Hochleistungsantrieben auch die sonst ungenutzte Restspannung des Endstufentransistors in der Größenordnung von $U_{CE\ rest} \approx 1{,}5$ V noch für den Antrieb wirksam wird, kann T3 vom Speedschalter kurzgeschlossen (überbrückt) werden; der entsprechende Kontaktausgang ist eingebaut.

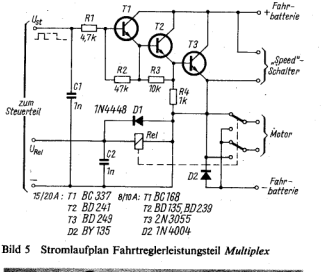


Bild 5 Stromlaufplan Fahrtreglerleistungsteil *Multiplex*

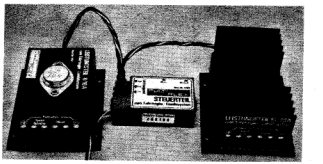


Bild 4 Stromlaufplan Fahrtreglersteuerteil *Multiplex*

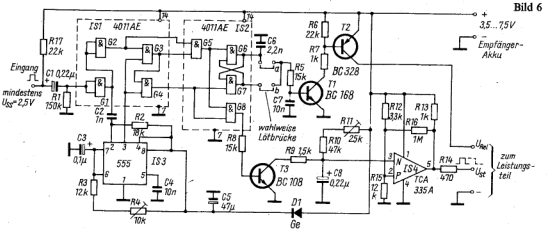


Bild 6 Fahrtreglersystem *Multiplex*

Aufschalteinrichtung mit Relaisausgang: »Speedschalter«

Müssen in der Aufschalteinrichtung größere Stellwege und – oder – Stellkräfte (z. B. bei der Segelverstellung oder bei Einziehfahrwerken) beherrscht werden, so genügt das Ruderservo nicht mehr den Anforderungen. Durch einfache schaltungstechnische Maßnahmen läßt sich die Servoelektronik in einen Schaltverstärker umwandeln. Mit diesem Schaltverstärker können dann größere Leistungen einwandfrei geschaltet werden, da die Endstufe statt der Transistoren Relais enthält. Im Unterschied zur Servoelektronik gibt dieser Verstärker keine pulsierende Gleichspannung am Ausgang ab, sondern schaltet die Betriebsspannung für die Last exakt ab oder an. Mit diesem Schaltverstärker können auch proportionale Stellwege realisiert werden. Durch einen Relaiszusatz zur Servoelektronik erhält man aus einem Proportionalkanal zwei Schaltkanäle. Die damit steuer- bzw. schaltbaren Leistungen hängen dann nur von der Belastbarkeit der Relaiskontakte ab. Der Relaiszusatz (Bild 1) kann z. B. den Fahrmotor auf »Fahrt voraus«, »Stop« und »Fahrt zurück« schalten oder eine Segelwinde proportional steuern. Zwischen den Punkten 1 und 4 des Servoverstärkers (s. Bild 2 im Blatt »Servo«) liegt eine Spannung von +2,4 V oder −2,4 V an, je nachdem, ob der obere oder untere Verstärkerzweig durchgesteuert wird. Mit dieser Steuerspannung werden zwei Relais betätigt. Die als Dioden geschalteten Transistoren T1 und T2 verhindern, daß beide Relais gleichzeitig anziehen. Hat Punkt 1 einen positiven Wert, dann sperrt T1 und Relais 1 zieht an, während T2 in Durchlaßrichtung geschaltet ist und damit den Strom an Relais 2 vorbeileitet. Hat Punkt 1 einen negativen Wert, so wird T1 leitend und T2 sperrt, so daß Relais 2 anzieht. Beide Relais und das Potentiometer R5 werden über einen fünfpoligen Stecker (wie auch die Servomechanik) mit der Servoelektronik verbunden. Für diesen Schaltverstärker gibt es nun zwei Einsatzvarianten.

Fügt man das Potentiometer *R5* als Stellwiderstand fest in die Schaltung ein, so wird damit die mittlere Länge des Referenzimpulses eingestellt. Ergibt die Summe von Referenz- und Kanalimpuls einen Differenzimpuls, so zieht entweder Relais 1 oder Relais 2 an. Das Relais bleibt so lange angezogen, bis das Kanalpotentiometer des Senders so verstellt wird, daß Kanal- und Vergleichsimpuls wieder gleich lang sind bzw. bis das andere Relais anzieht. Diese Anwendung ist für die Fahrmotorsteuerung geeignet. Schaltet man eine Segelwinde an, ist es sinnvoll, diese auch proportional zu steuern. Um das zu erreichen, wird das Potentiometer R5 in der Segelwinde montiert und wie beim Servo über das Getriebe verstellt. Dann läuft im Zusammenwirken von Servoelektronik und Relaiszusatz plus Motor ein ähnlicher Regelvorgang wie beim Servo ab. Ändert man durch Stellen des Steuerknüppels die Kanalimpulslänge, so schaltet ein Relais. Der Windenmotor läuft so lange, bis mit R5 der Referenzimpuls auf die gleiche Länge wie der Kanalimpuls gebracht wurde und das Relais wieder abfällt. Das bedeutet, daß die erzielten Stellwege der Stellung des Steuerknüppels proportional sind. Durch die Auslegung der Segelwinde mit einem kräftigen Motor und entsprechendem Getriebe können die für die Segelverstellung erforderlichen Kräfte (bis 5 kp) und Schotzugwege (je nach Wickeltrommeldurchmesser 10 bis 40 cm) erzielt werden.

Steht keine separate Servoelektronik zur Verfügung, wie bei der Anlage *start dp*, so kann man den Zweikanalschalterverstärker auch gesondert aufbauen (Bild 2).

Das Bild zeigt, daß der Schaltverstärker sehr viel Ähnlichkeit mit der Servoelektronik hat (Bild 2 im Blatt »Servo«). Die Transistoren T1 und T2 bilden den Referenzgenerator. Die Vergleichsstufe mit T3 und T4 wird ebenfalls fast unverändert übernommen. Nur ist die Vergleichsstufe nicht an einen Verstärker mit Mittelausgang angeschlossen, sondern an zwei Schalttransistoren, T5 und T6. Verglichen werden der positive Eingangsimpuls und der negative Impuls des Referenzgenerators. Der Restimpuls ist entweder positiv oder negativ. Er steuert dann – je nach Polarität – T3 oder T4 in den leitenden Zustand. Die auf diese Weise verstärkten Impulse laden entweder C6 oder C7 auf und werden damit gedehnt. T5 oder T6 erhält dadurch einen nur noch wenig pulsierenden Steuerstrom. Die Größe von C6 und C7 beeinflußt damit die Breite des Ansprechbereichs, um den der Steuerknüppel des Senders aus der Neutrallage bewegt werden muß, ehe das Relais anzieht. Zum Schutz der Schalttransistoren schaltet man parallel zur Relaiswicklung Dioden in Sperrichtung. Dieser Schaltverstärker kann (wie der Relaiszusatz nach Bild 1) entweder als 2-Kanalschalter oder als proportionale Stellvorrichtung betrieben werden. Um große elektrische Leistungen im Modell verlustlos zu schalten, hat das Relais auch heute noch Bedeutung. Es gibt durchaus Transistoren, mit denen man ohne weiteres Ströme von 20 A und mehr, selbst bei Spannungen bis 24 V, schalten kann. Die Kniespannung beträgt aber bei Siliziumtransistoren 1 bis 1,5 V, so daß bei einem Strom von 10 A bereits 15 W Verlustleistung im Endstufentransistor auftreten. Bei Hochleistungsantrieben in Schiffs- und Flugmodellen soll diese Leistung aber auch noch für den Antrieb genutzt werden. In solchen Fällen verwendet man Elektronikschalter mit Relaisausgang. Entweder schaltet man mit diesem Schalter den Antriebsmotor »Ein« bzw. »Aus«, oder man legt den Relaisausgang parallel zum Endstufentransistor des Fahrtreglers. Der Schalter wird dann nur für die Fahrstufe »Volle Kraft« ≙ »Speed« (engl. speed = Geschwindigkeit) über einen weiteren Steuerkanal betätigt, so daß er die Kniespannung von 1,5 V überbrückt – daher auch die Bezeichnung »Speed-

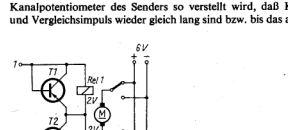


Bild 1 Relaiszusatz zur Servoelektronik *start dp*

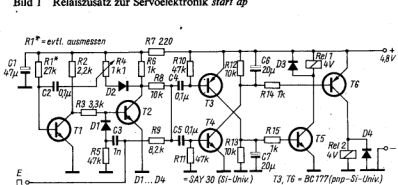


Bild 2 Stromlaufplan des Schalterverstärkers

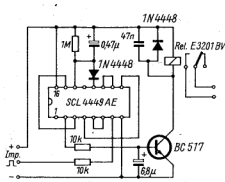


Bild 3 Stromlaufplan des Speedschalters der Anlage *microprop*

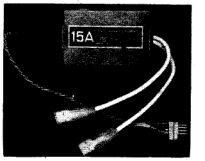


Bild 5 Speedschalter *microprop*

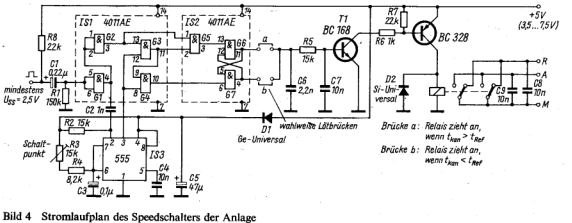


Bild 4 Stromlaufplan des Speedschalters der Anlage *Multiplex*

schalter«. Dieser Schalter besteht im Prinzip aus drei Funktionsstufen: Referenzgenerator, Vergleichsstufe und Leistungsverstärker mit Relaisausgang. Diese Funktionsstufen lassen sich recht unterschiedlich realisieren. Bei dem Speedschalter nach Bild 3 werden Referenzgenerator und Vergleichsstufe von dem integrierten Schaltkreis vom Typ *SCL 4449 AE* gebildet. Bei abgefallenem Relais beträgt der Ruhestrom etwa 0,5 mA. Zur Leistungsverstärkung des Differenzimpulses sind Transistor T1 und Relais angeschaltet. Das Relais läßt sich bis 20 A belasten. Da nur Mittel- und Arbeitskontakt herausgeführt sind, kann damit nur »Ein« bzw. »Aus« geschaltet werden. Eine andere Schaltungsvariante wurde beim Speedschalter der Anlage *Multiplex* angewendet (Bild 4). Der Speedschalter entspricht in Schaltung und Funktion dem Zweig »Umpolschalter« im Fahrtregler (Bild 5 und Bild 6 im Blatt »Fahrtregler«). Den Referenzimpuls liefert wieder der Timer *555*, die Impulsaufbereitung bewirken die beiden CMOS-IS *4011*, und über T1 und T2 wird das Relais betätigt. Durch wahlweises Löten der Brücke an »a« oder »b« kann man festlegen, bei welchem Knüppelausschlag das Relais anziehen soll. Den Anzugspunkt stellt man mit R3 am Referenzgenerator ein. Der Speedschalter kann zwar in Verbindung mit dem Fahrtregler in der beschriebenen Weise als echter Speedschalter, aber auch ebensogut als Ein- bzw. Umschalter für hohe Ströme (bis 20 A) für andere Funktionen verwendet werden.

Schwarzweiß-Fernsehempfänger mit Halbleiterbauelementen (Blatt 1)

1. Allgemeines

Die folgenden Blätter enthalten eine Sammlung von Beispielen zum Grundaufbau von transistor- und schaltkreisbestückten Fernsehempfängern. Blatt 1 zeigt den Übersichtsschaltplan. Man erkennt daraus, daß die Fernsehempfängerschaltung grob in zwei Hauptzonen unterteilt werden kann; in die für die Verstärkung des hoch- und niederfrequenten Signals für Bild und Ton und in die für die Hilfsstufen zum Ablenken des Bildröhrenelektronenstrahls sowie zum Erzeugen der Hochspannung. Die erste der beiden Hauptzonen nennt man im allgemeinen, wenn auch nicht ganz gerechtfertigt, HF-Teil, und die zweite Kippteil.

Transistoren und Schaltkreise lösen im Fernsehempfänger gegenwärtig Röhren weitgehend ab. Beim Eigenbau von Fernsehbaustufen ist es dabei ratsam, sich in bestimmten Fällen an erprobte Bauteile und Schaltungen zu halten. Für die Horizontalendstufe z. B. garantiert nur ein Industriezeilentransformator einwandfreie Funktion. Auch UHF- und VHF-Tuner wird man nur in den seltensten Fällen selbst bauen; besser ist ein Industrietuner. Darum wurden im folgenden weitgehend die Bauteile des Kofferempfängers *combi-vision 310* berücksichtigt. Der Einsatz integrierter Analogschaltungen in der Konsumgüterelektronik bringt vielfältige Vorteile mit sich, wie verringerten Abgleichaufwand für Baugruppen, geringere Bauelementeanzahl, geringere Ausfallraten und damit weniger Kosten. Zum Zeitpunkt der vorliegenden Schaltungssammlung waren dem Amateur mindestens zwei Schaltkreise für diesen Zweck zugänglich: die Analogschaltung *A 220 D* für den Einsatz im DF-Verstärker und der NF-Schaltkreis *A 211 D*. Sie wurden in dieser Sammlung berücksichtigt. Weitere Schaltkreise stehen der Industrie bereits zur Verfügung und dürften damit in nächster Zeit ebenfalls allgemein erhältlich sein.

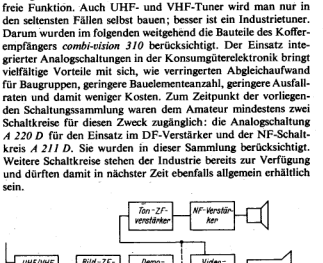


Bild 1 Übersichtsschaltplan eines Fernsehempfängers

1.1. Notwendige Meßgeräte, Abgleich

Ein transistorbestücktes Fernsehgerät erfordert einen bestimmten Aufwand an Meßmitteln, wenn es einwandfrei funktionieren soll. Neben dem Vielfachmeßinstrument benötigt man für die Kippstufen einen Oszillografen, und die selbstgebauten HF-Stufen sind nur mit einem Prüf- bzw. Wobbelgenerator abzugleichen. Ein Grid-Dip-Meter reicht in diesem Fall nicht mehr aus. Sehr nützlich ist auch noch ein Bildmuster- bzw. Balkengenerator, wie in [4] beschrieben.

Von der Einstellung der hochfrequenten Übertragungsglieder und der Ablenkteile hängen die Übertragungsgüte eines Fernsehempfängers und damit seine Bildqualität ab. Da die beschriebenen HF-Teile nur als Vorschläge zu betrachten sind, wird auf die in [1] beschriebene allgemeine Abgleichanweisung verwiesen. Wer Originalteile eines Industriegeräts einsetzt, der muß auch die Abgleichanweisung für dieses Gerät benutzen. Besonders dem weniger erfahrenen Amateur sei geraten, Originalbauteile zu verwenden. Im übrigen sollen die vorliegenden Blätter auch allen Lesern, die sich nur informieren, die aber nicht selbst bauen wollen, die notwendigen Auskünfte zum Verständnis neuzeitlicher Fernsehempfängerkonzeptionen geben.

2. Kanalwähler

Der Abstimmteil in Fernsehgeräten ist ähnlich wie in UKW-Empfängern ausnahmslos als mechanisch selbständige Einheit ausgeführt. Er enthält Vorstufe, Oszillator und Mischstufe. Ein neuzeitlicher Fernsehempfänger hat entweder einen Kanalwähler für VHF und einen UHF-Tuner oder einen sogenannten Kombinationstuner für alle Kanäle von 2 bis 41 bzw. bis 68.

2.1. VHF-Kanalwähler

Kanalwähler lassen sich am einfachsten mit Kapazitäts-Abstimmdioden aufbauen. Der Vorteil dieses Abstimmprinzips liegt darin, daß keine beweglichen HF-Kontakte benötigt werden. Dadurch erhöht sich die Betriebssicherheit wesentlich. Zum Abstimmen eines VHF-Tuners werden 3 Dioden verwendet: zwei im VHF-Bandfilter zwischen Vor- und Mischstufe und eine im Oszillator. Zur Zeit stehen die Dioden-Terzette *BB 105 G* und *KB 105 G* zur Verfügung. Bild 2 zeigt den Stromlaufplan des Tuners, der sich – mit Ausnahme der Abstimmelemente und des breitbandigen Eingangsfilters – mit bisherigen Schaltungskonzepten vergleichen läßt.

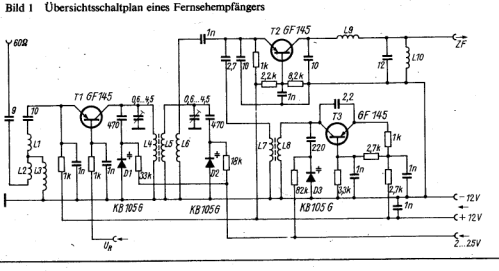


Bild 2
VHF-Tuner mit Abstimmdioden *KB 105 G* und Transistoren *GF 145*

Im Eingang der Vorstufe liegt ein breitbandiges Filter, das aus ökonomischen Gründen einem selektiven abstimmbaren Vorkreis allgemein vorgezogen wird. Man erreicht damit ein niedriges Vorstufenrauschen und eine gute Weitabselektion. Allerdings lassen sich höhere Eingangsspannungen schwieriger beherrschen. Nachteilig ist auch die größere Kreuzmodulationsempfindlichkeit. Sie wirkt sich jedoch nur dann aus, wenn noch ein zweiter stärkerer FS-Sender im gleichen Band empfangen werden kann.

An den Kollektorkreis des Vorstufentransistors T1 (*GF 145*) ist das durchstimmbare VHF-Bandfilter angeschlossen. Die Mischstufe wird über die Koppelspule *L6* angekoppelt. Im Ausgang liegt der Primärkreis des ZF-Filters. Die Speisespannung wird dem Kollektor des Mischtransistors T2 (*GF 145*) über eine Drossel von 8 µH zugeführt. Der Oszillator ist kapazitiv rückgekoppelt. Über einen Kondensator von 2,7 pF wird die HF-Spannung an den Emitter der Mischstufe gelegt. Die am Oszillatorschwingkreis und damit an der Abstimmdiode liegende HF-Spannung wurde niedrig gehalten, um Gleichlaufstörungen bei kleinen Abstimmspannungen zu vermeiden. Für den Oszillatortransistor T3 wird ebenfalls ein *GF 145* benutzt. Die Betriebsspannung beträgt 12 V. Der Arbeitspunkt der Vorstufe liegt im ungeregelten Zustand bei etwa 3,7 mA, die Arbeitspunkte der Mischstufe und des Oszillators werden auf 2 mA eingestellt.

Die Einstellspannung für die Kapazitätsdioden D1 bis D3 beträgt 2 bis 25 V. Diese Spannung wird am Zeilentransformator gewonnen, danach gleichgerichtet, gesiebt und stabilisiert. Zur Stabilisierung wird ein integrierter Schaltkreis *MAA 550* nach Bild 3 eingesetzt.

Die Fernsehkanaleinstellung ist nun über ein Potentiometer kontinuierlich oder über einen Tastensatz mit entsprechend abgeglichenen Einstellpotentiometern in Stufen möglich. Bild 4 zeigt einen Aufbauvorschlag. Die Trimmkondensatoren sind keramische Rohrtrimmer mit einem Einstellbereich von 0,6 bis 4,5 pF. Spulendaten für Spulendurchmesser 4 bis 5 mm:

L1 3 Wdg., 0,35-mm-CuL
L2 3 Wdg., 0,35-mm-CuL
L3 3 Wdg., 0,35-mm-CuL

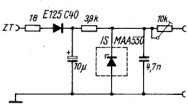


Bild 3 Stabilisierung der Abstimmspannung mit der IS *MAA 550*

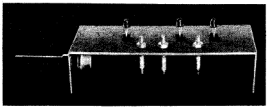


Bild 4 Aufbauvorschlag für einen VHF-Tuner nach Bild 2

L4 2,5 Wdg., 0,75-mm-CuL
L5 2,5 Wdg., 0,5 -mm-CuL
L6 1,5 Wdg., 0,35-mm-CuL
L7 1 Wdg., 0,5 -mm-CuL
L8 2 Wdg., 0,75-mm-CuL
L9 12 Wdg., 0,35-mm-CuL
L10 30 Wdg., 0,15-mm-CuL.

2.2. UHF-Tuner

Die Schaltung nach Bild 5 enthält eine selbstschwingende Mischstufe mit vorgeschalteter HF-Stufe. Die Kreise sind als Topfkreise aufgebaut. Die Antennenspannung wird über eine Koppelschleife (K1) in den ersten Topfkreis eingekoppelt. Der Transistor T1, ein *GF 147*, arbeitet in Basisschaltung. Der hohe Emitterwiderstand und der relativ niederohmige Basisspannungsteiler bestimmen den Arbeitspunkt. Der Basiskondensator von 470 pF schließt die Basis hochfrequenzmäßig kurz. Der Emitter wird über einen Kondensator von 220 pF an den Eingangstopfkreis (L_E) angekoppelt. Dabei muß der Abgriff auf dem Innenleiter des Topfkreises so gewählt werden, daß sich eine optimale Anpassung ergibt. Der Topfkreis ist als $\lambda/4$-Kreis ausgeführt und wird am oberen Ende durch einen Trimmer abgestimmt. Die vom Transistor T1 verstärkte HF-Spannung gelangt dann zum Topfkreis TK2. Eine weitere Koppelschleife (K2) koppelt diese Spannung in den dritten Topfkreis ein. Beide Topfkreise bilden dadurch ein Bandfilter. Der Kopplungsgrad wird durch die Ausführung der Koppelschleife bestimmt. Vom Bandfilter wird die HF-Spannung mit einer weiteren Koppelschleife (K3) dem Emitter des Mischtransistors T2, einem *GF 145*, zugeführt. Der Oszillatorteil arbeitet in Basisschaltung. Zur Verbesserung der Rückkopplung kann eine kleine Kapazität zwischen Kollektor und Emitter gelegt werden. Der als Oszillator geschaltete vierte Topfkreis ist kapazitiv an den Kollektor angeschlossen.

Nach einer $\lambda/4$-Drossel (Dr) folgt dann der ZF-Kreis in üblicher Ausführung. An einer Koppelwicklung steht die Zwischenfrequenz zur Verfügung.

2.2.1. Aufbau der Topfkreise

Der mechanische Aufbau von Topfkreisen bereitet große Schwierigkeiten. Massive Messing- oder Kupferplatten sind schlecht zu löten. Kupferkaschiertes Halbzeug dagegen läßt sich gut löten und ist auch leicht zu beschaffen. Ein mit diesem Material aufgebautes Gehäuse weist eine ausreichende Stabilität auf.

Bild 6 zeigt die Abmessungen des Gehäuses. Die Topfkreise sind im Schnitt quadratisch 20 mm × 20 mm groß und etwa 60 mm lang. Die Länge ist unkritisch, sie wird nur durch die Verdrahtung (Bild 7) bestimmt. Die vier Innenleiter der Topfkreise haben einen Durchmesser von 1 mm und sind 35 mm lang. Den Abschluß eines jeden Leiters bildet der Rohrtrimmer. Man benutzt einen Typ mit einer Kapazität von 0,6 bis 4,5 pF. Für die Koppelschleifen K1, K2 und K3 wird isolierter Schaltdraht mit 0,5 mm Durchmesser benötigt, Form und Lage der Schleifen sind aus Bild 7 ersichtlich. Die günstigste Form erhalten die Schleifen beim Abgleich. In den Topfkreisen TK1 und TK4 befinden sich die Transistoren T1 und T2 mit ihren Schaltele-

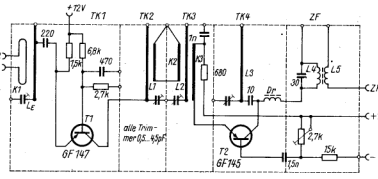


Bild 5 Schaltung des UHF-Tuners

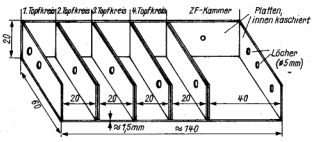


Bild 6 Aufbau des Gehäuses für den UHF-Tuner

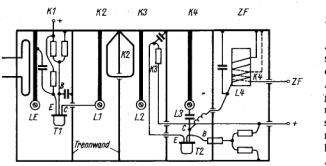


Bild 7 Verdrahtung des UHF-Tuners

menten. Die Drossel im Kollektorkreis von T2 hat 4 mm Durchmesser und 8 Wdg., 0,25-mm-CuL. Der letzte Kreis ist der ZF-Kreis. Er wird auf einen Spulenkörper von 7 mm Durchmesser gewickelt. Die Wicklung *L4* erhält 4 Wdg., 0,5-mm-CuL. Zwischen die am kalten Ende liegenden Windungen kommen 2 Wdg. isolierten Schaltdrahts (K4) für die Auskopplung der ZF. Antennenkoppelschleife K1 und ZF-Auskoppelwicklung K4 werden durch Löcher im Gehäuse nach außen geführt und dort an Stützpunkten befestigt, die am Gehäuse angebracht sind.

2.2.2. Abgleich

Bei Transistor T1 wird der Kollektorstrom auf etwa 2,3 mA festgelegt. Je nach Transistortyp wird mit dem Strom auf beste Verstärkung eingestellt. Um optimale Schwingbedingungen für T2 zu erhalten, muß man diesen Transistor auf etwa 2,4 mA einstellen.

Sind alle Schalt- und Montagearbeiten bis auf das Auflöten des Deckels abgeschlossen, so kann der UHF-Tuner in Betrieb genommen werden. Ein einwandfreier Empfang erfordert jedoch einen entsprechenden Abgleich. Nach Anlegen der Speisespannung (12 V, etwa 5 bis 6 mA) kontrolliert man das Schwingen des Oszillators. Dazu wird der HF-Tastkopf eines hochohmigen Voltmeters an den Innenleiter des Oszillator-Topfkreises gehalten. Mißt man keine HF-Spannung, so muß der Emitterwiderstand von T2 um 100 Ω vergrößert oder verkleinert werden, und die mehrfach erwähnte Koppelschleife K3 ist zu verlängern bzw. die Rückkoppelkapazität auf maximal 2 pF zu vergrößern. Auch ein Transistoraustausch kann Abhilfe schaffen.

Soll das Gerät als UHF-Tuner mit der Bild-Zwischenfrequenz 38,9 MHz betrieben werden, dann muß die Oszillatorfrequenz um die ZF höher als die Eingangsfrequenz liegen, damit Bild- und Tonträger die richtige Lage bekommen. Soll das Gerät dagegen in Verbindung mit einem Fernsehempfänger als UHF-Konverter für Bild- und Tonempfang dienen, so wählt man als Zwischenfrequenz zweckmäßig die Frequenz des Kanals 3. In diesem Fall muß die Oszillatorfrequenz um den Betrag der Zwischenfrequenz tiefer liegen, damit die Lage von Bild- und Tonträger erhalten bleibt.

Nun wird die UHF-Antenne an den Eingang des Geräts gelegt. Der ZF-Ausgang wird je nach Schaltungsart an den Fernsehempfänger angeschlossen. Dann dreht man den Oszillatortrimmer langsam ein, bis Bild und Ton in richtiger Reihenfolge vorhanden sind. Anschließend werden ZF- und Vorkreise auf bestes und rauschfreies Bild getrimmt. Bei zu loser Kopplung des Topfkreisbandfilters erhält man eine zu geringe ZF-Spannung. Zu starke Kopplung stört kaum und bewirkt meist nur Doppelwelligkeit in der Abstimmung. Arbeitet das Gerät völlig einwandfrei, so kann der Deckel auf das Gehäuse gelötet werden. Das verschlossene Gerät ist dann unbedingt nochmals nachzustimmen.

3. Bild-ZF-Verstärker

Auch im Fernsehempfänger bestimmt im wesentlichen der Zwischenfrequenzverstärker die Verstärkung und die Selektivität des Gerätes. An den Bild-ZF-Verstärker sind jedoch ganz andere Anforderungen als an den ZF-Teil eines Hör-Rundfunk-Empfängers zu stellen. Während bei letztgenanntem eine möglichst rechteckige Durchlaßkurve angestrebt wird, muß sie beim Fernseh-ZF-Verstärker eine ganz bestimmte Form zeigen. Außerdem muß der Bild-ZF-Verstärker eine Bandbreite von etwa 5 MHz haben.

Aus der geforderten Verstärkung ergibt sich die Anzahl der Stufen des Bild-ZF-Verstärkers. Dem Bildgleichrichter sollte, um ein einwandfreies Bild zu gewährleisten, eine HF-Spannung U_{ss} von etwa 1 bis 3 V zugeführt werden. Bild 8 zeigt die erforderliche Durchlaßkurve für den Bild-ZF-Verstärker. Auch der Tonträger durchläuft den ZF-Verstärker. Er soll aber am Ausgang mit nur etwa 5% der Amplitude der Bild-ZF erscheinen. Diese Schwächung ist erforderlich, da durch Kreuzmodulation sonst sowohl »Ton im Bild« als auch »Bild im Ton« auftreten kann.

Der Fernsehempfänger muß eine gewisse Selektivität aufweisen. Die Form der Durchlaßkurve wird erst durch sogenannte Wellenfallen erreicht. Sie unterdrücken gleichzeitig die unerwünschten Frequenzen »Nachbar-Ton« und »Nachbar-Bild« und setzen den Eigenton durch die »Eigentonfalle« auf die erforderliche Höhe von 5 bis 8% herab.

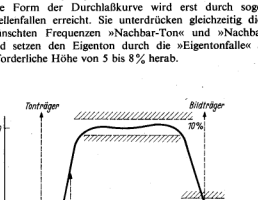


Bild 8 Durchlaßkurve des Intercarrier-Bild-ZF-Verstärkers

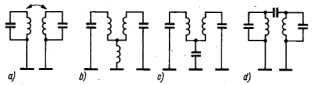


Bild 9 Kopplungsarten zwischen Primär- und Sekundärkreis eines Bandfilters; *a* – magnetische Kopplung, *b* – induktive Fußpunktkopplung, *c* – kapazitive Fußpunktkopplung, *d* – kapazitive Scheitelkopplung

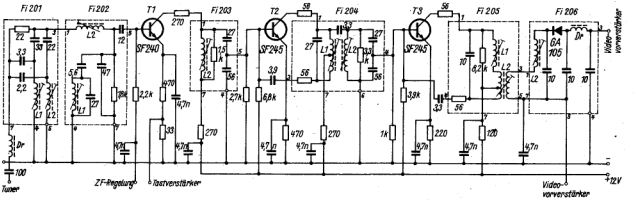
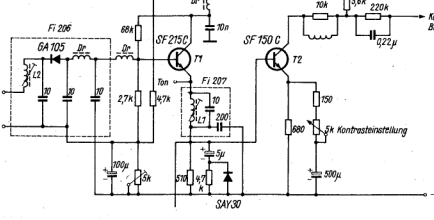


Bild 10 Stromlaufplan eines Bild-ZF-Verstärkers

Tabelle 1 Filter zu Bild 10 und Bild 27

	Spule	Wdg.	Draht (CuL)		Abgleich-frequenz in MHz	Abgleich auf
Fi 201	*L1*	11	0,25 mm		31,9	Minimum
	L2	11	0,25 mm		40,4	Minimum
Fi 202	*L1*	11	0,25 mm		33,6	Minimum
	L2	7	0,35 mm		36,4	Maximum
Fi 203	*L2*	10	0,25 mm		36,4	Maximum
Fi 204	*L1*	1	0,25 mm	An-zap-fung	36,4	Maximum
		9	0,25 mm		36,4	Maximum
	L2	11	0,25 mm		36,4	Maximum
Fi 205	*L1*	13	0,25 mm		36,4	Maximum
	L2	2	0,25 mm	An-zap-fung	–	Band-breite
		6	0,25 mm			
		6	0,25 mm			
Fi 206	*L2*	16	0,25 mm		36,4	Maximum
Fi 207	*L1*	16	0,25 mm		5,5	Minimum

Bild 12 Videoverstärker für eine 31-cm-Bildröhre



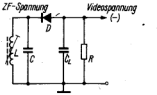


Bild 11 Prinzip des Videomodulators: Dioden-Reihenschaltung

3.1. Schaltung eines Bild-ZF-Verstärkers

Die erforderliche ZF-Verstärkung ergibt sich aus dem Verhältnis von Demodulatorausgangsspannung zu minimaler Eingangsspannung. Um diese Verstärkung zu realisieren, sind mindestens drei ZF-Stufen erforderlich. Zur Erreichung der geforderten Kurvenform und der Selektivwerte wurden die einzelnen Stufen überwiegend über Bandfilter gekoppelt (Bild 9). Bild 10 zeigt den Stromlaufplan des Bild-ZF-Verstärkers.

Das vom Tuner kommende Signal wird über die Filter Fi201 und Fi202 der Basis des Transistors T1, einem *SF 240*, zugeführt. Das Filter arbeitet in kapazitiver Fußpunktkopplung, wobei sich der Primärkreis des Bandfilters im Tuner befindet. Die Nachbarkanalfallen sind in Brückenschaltung im Fußpunkt gekoppelt. Die Verstärkungsregelung wird in der ersten ZF-Stufe mit dem Transistor *SF 240* durch Aufwärtsregelung vorgenommen. Die zweite ZF-Stufe mit dem Transistor T2, einem *SF 245*, ist neutralisiert. Über ein kapazitiv gekoppeltes Bandfilter wird die dritte ZF-Stufe angesteuert. Sie enthält ebenfalls einen Transistor *SF 245* und ist neutralisiert. Das sich an die dritte Stufe anschließende Demodulatorbandfilter ist induktiv gekoppelt.

Schwarzweiß-Fernsehempfänger mit Halbleiterbauelementen (Blatt 3)

3.2. Videogleichrichter

Der Bild- oder Videogleichrichter hat die Aufgabe, das am Ausgang des ZF-Verstärkers erscheinende HF-Signal, das den Bildinhalt und die Synchronimpulse trägt, zu demodulieren und aus Ton- und Bildträger die Ton-ZF von 5,5 MHz zu bilden. Bild 11 zeigt das Prinzip des Videodemodulators.
Der Videodemodulator in Bild 10 ist mit einer Germaniumdiode *GA 105* bestückt. Das Videosignal wird zur Unterdrückung von ZF-Restspannungen und Oberwellen über einen Tiefpaß der Basis des ersten Videovorstufentransistors zugeführt.

4. Videoverstärker

Die vom Videogleichrichter gelieferte Spannung reicht in ihrer Amplitude für die Aussteuerung der Bildröhre nicht aus. Dafür werden, je nach Bildröhrengröße, U_{ss}-Werte von 30 bis 100 V benötigt. Um diese Signalspannung zu erzeugen, ist im Videoverstärker eine 10- bis 40fache Verstärkung des Bildsignals erforderlich. Transistorbestückte Videoverstärker sind zweistufig aufgebaut. Das ist erforderlich, da sonst der niederohmige Eingang der Transistorvideoendstufe den Bilddemodulator zu stark belasten würde. Die Zwischenschaltung einer Emitterfolgestufe zwischen Bilddemodulator und Endstufe beseitigt das Problem.
Im Videoteil wird im allgemeinen auch die Ton-ZF von 5,5 MHz ausgekoppelt. Darüber hinaus stellt der Videoverstärker die Steuerspannung des Amplitudensiebs und die der getasteten Regelung bereit.

4.1. Schaltung

Die Videovorstufe mit T1, einem *SF 215C*, arbeitet als Emitterfolger (Bild 12). Der Arbeitspunkt wird mit dem Basisspannungsteiler (5-kΩ-Stellpotentiometer und 4,7-kΩ-Widerstand) so eingestellt, daß ohne Signal am Emitter 4 V Gleichspannung stehen. Der 68-kΩ-Widerstand zwischen Basis und Kollektor von T1 kompensiert den durch den 2,7-kΩ-Widerstand fließenden Strom.
Die Videovorstufe muß mit dem Videogleichrichter durch kurze Leitungen verbunden werden, da sonst die Gefahr der Störeinstrahlung besteht. Das im Emitterkreis von T1 liegende Filter sperrt die Ton-ZF.
Die Videoendstufe arbeitet als Emitterverstärker mit veränderbarer Gegenkopplung im Emitterzweig. Sie ist galvanisch mit der Vorstufe gekoppelt. Ihr Arbeitspunkt wird daher gleichzeitig mit dem der Vorstufe eingestellt. Für T2 wird ein Transistor *SF 150C* benötigt. Das Ausgangssignal entspricht einem Videosignal von $U_{ss} \approx 60$ V bei einem Eingangssignal von $U_e \approx 1{,}5$ V. Der Kontrast wird mit einem 5-kΩ-Potentiometer im Emitterweg von T2 eingestellt. Die Betriebsspannung der Videovorstufe beträgt 12 V und die der Endstufe etwa 100 V. Diese Spannung wird aus der Horizontalendstufe gewonnen.

5. Bildröhre

Die aus der geheizten Katode der Bildröhre emittierten Elektronen werden über ein System von mehreren Anoden beschleunigt und bilden einen Elektronenstrahl, der den Leuchtschirm zum Leuchten anregt (Leuchtpunkt). Der Elektronenstrahl wird magnetisch durch ein Ablenksystem (Ablenkeinheit) mit einem für die betreffende Bildröhre erforderlichen Ablenkwinkel (90° bzw. 110°) abgelenkt. Die vorliegende Konzeption gestattet Schirmbilddiagonalen von 16 bis 31 cm.
Folgende Bildröhren stehen dafür zur Verfügung: *16 LK 1G, 23 LK 13G, A 28 – 13 W, 288 QQ 44, B 31 G 1*. In der weiteren

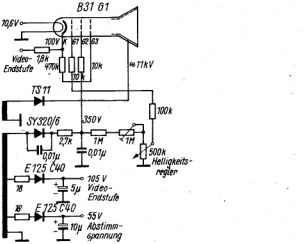


Bild 13 Die Bildröhre *B 31 G 1* erhält ihre Spannungen (bis auf die Heizspannung) aus der Horizontalendstufe

Beschreibung wird hauptsächlich die 31-cm-Röhre *B 31 G 1* behandelt, da sie relativ einfach zu beschaffen ist. Bild 13 zeigt die Beschaltung der Bildröhre. Die Bildröhrenspannungen werden (bis auf die Heizspannung) von der Horizontalendstufe bereitgestellt. Nur die Schärfe muß eingestellt werden; zu diesem Zweck wird G3 über einen 470-kΩ-Widerstand – je nach bester Schärfe – mit der Katode oder mit G2 verbunden. Da Bildröhren zu Überschlägen neigen, sind alle Elektroden der Bildröhre zur Verhinderung von Folgeschäden mit Schutzfunkenstrecken zu versehen. Besonders gefährdet sind sonst der Horizontal- und der Videoendstufentransistor.
Wichtig für die Bildröhre ist die Leuchtpunktunterdrückung beim Abschalten des Geräts. Sie beruht darauf, daß durch entsprechend aufeinander abgestimmte Zeitkonstanten für die Bildröhrenansteuerung nach dem Abschalten des Geräts der Elektronenstrom so lange gesperrt wird, bis die Hochspannung über den Sperrwiderstand des TV11 weit genug abgebaut worden ist.
Eine Grobhelligkeitseinstellung durch das 1-MΩ-Stellpotentiometer ermöglicht die Einhaltung eines maximal zulässigen Strahlstroms und gestattet bei Alterung der Bildröhre ein Nachstellen des Helligkeitsbereichs. Der maximale Strahlstrom beträgt bei der *B 31 G 1* 150 µA. Dieser Strom darf nicht überschritten werden!

6. Regelspannungserzeugung

Da man Fernsehempfänger bei unterschiedlichen Empfangsbedingungen betreibt, ist eine automatische Verstärkungsregelung erforderlich. In der folgenden Beschreibung wird der 1. ZF-Transistor in Aufwärtsregelung betrieben. Sie hat gegenüber der Abwärtsregelung den Vorteil einer hohen Kreuzmodulationsfestigkeit bei großen Eingangsspannungen. Der Tuner wird bei einer HF-Eingangsspannung von 500 µV geregelt.
Bild 14 zeigt den Stromlaufplan der automatischen Verstärkungsregelung. Der Transistor T1, ein *BC 177* o. ä., arbeitet als Taststufe. Über den Kondensator von 0,1 µF und die Diode *SAY 18* werden die negativen Horizontalimpulse dem Kollektor von T1 zugeführt. Das von der Videovorstufe gewonnene Videosignal steuert die Basis von T1. Als Vergleichsspannung wirkt die Emitterspannung des 1. Bild-ZF-Transistors. Zu diesem Zweck wird der Emitterwiderstand als Spannungsteiler ausgeführt. Erreicht der Synchronpegel den Wert $U_E + U_B$, so wird der 0,1-µF-Kondensator in Abhängigkeit von der Größe des

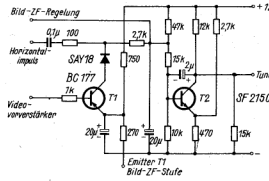


Bild 14 Automatische Verstärkungsregelung für den Transistor der ersten Bild-ZF-Verstärkerstufe sowie für die verzögerte Tunerregelung

über T1 fließenden Tastimpulsstroms aufgeladen, so daß eine positive Regelspannung entsteht.
Die Diode *SAY 18* verhindert, daß der positive Anteil des Tastimpulses auf die Basis des Transistors T1 gelangt. Der 100Ω-Widerstand vor der Diode begrenzt den Spitzenstrom des Tastimpulses auf den maximal zulässigen Wert des Transistors T1 und der Diode. Die vom Regelstrom abhängige Emitterspannung ist nicht stabilisiert, sondern wird durch einen Teilstrom des über einen gemeinsamen Emitterwiderstand angeschlossenen ZF-Regeltransistors kompensiert.
Die zweite Stufe mit dem Transistor T2, einem *SF 215C*, arbeitet als Umkehr- und Verzögerungsstufe für die Tunerregelung. Der Emitter von T2 erhält über einen Spannungsteiler ein Potential von etwa 1,5 V. Der Basis wird über einen festen Spannungsteiler die ZF-Regelspannung zugeführt. Die verzögerte Regelung setzt ein, wenn die Basisspannung den Wert U_E + $U_{BE} \approx 2{,}2$ V erreicht. Das entspricht einer HF-Eingangsspannung von 500µV bis 1 mV.

7. Ton-ZF-Verstärker

Der Ton-ZF-Verstärker eines Fernsehempfängers ist ein- oder zweistufig. Zweistufige Verstärker sind notwendig, wenn die Video-Vorstufe nicht mit für die Verstärkung des Differenzträger-Ton-ZF-Signals verwendet wird. Für diesen Fall sind

Tabelle 2 Filter zu Bild 15 und Bild 29

	Spule	Wdg.	Draht (CuL)	
Fi 2401 A	*L1*	32	0,1 mm	
Fi 2402 A	*L1*	44	0,1 mm	
	L2	46	0,1 mm	
Fi 2403 A	*L1*	30	0,16 mm	
	L2	13	0,16 mm	
	L3	16	0,16 mm	bifilar
		16	0,16 mm	
	L4	1	0,3 mm	über Mitte *L3*

die sogenannten Zwei-Dioden-Schaltungen die wichtigsten. Ihr Merkmal ist die zweite Diode neben der Demodulatordiode am Ausgang des Bild-Zwischenfrequenzverstärkers. Sie arbeitet als Mischer.
Bild 15 zeigt einen zweistufigen Ton-ZF-Verstärker. Er läßt sich z. B. mit drei Filtern aus dem Fernsehempfänger *Visomat* aufbauen. Die ZF wird in der letzten Bild-ZF-Stufe ausgekoppelt, dem in gedruckter Schaltung hergestellten Bild-ZF-Verstärker des Fernsehempfängers *Visomat*. Als Mischdiode wird eine *GA 105* eingesetzt. An dieser Stelle entsteht das Differenz-Ton-ZF-Signal. Von der Mischdiode gelangt das Signal über das Filter *2401 A* zur Basis des Transistors T1 (*SF 225*). Im Kollektorkreis von T1 liegt das Filter *2402 A*. Die Spannung an seiner Sekundärseite steuert die Basis des Transistors T2 (*SF 225*). Den Abschluß des Verstärkers bildet das Ratiodetektorfilter *2403 A*. Über das Lautstärkepotentiometer kann die NF dem Endverstärker zugeführt werden.

7.1. Ton-ZF-Verstärker mit IS

Die integrierte Analogschaltung *A 220 D* wurde speziell für Fernsehton-ZF-Verstärker entwickelt. Sie benötigt nur eine minimale externe Beschaltung. Die *A 220 D* (Anschlußbelegung siehe Bild 16) enthält einen breitbandigen symmetrischen Begrenzerverstärker und einen ebenfalls symmetrischen Koinzidenzdemodulator. Darüber hinaus wurden die Koppelkondensatoren für den Phasenschieberkreis und eine 12-V-Z-Diode integriert. Schließlich enthält die Schaltung einen Kleinsignaltransistor und eine fernbedienbare Lautstärkeeinstell-Möglichkeit mit logarithmischer Charakteristik. Dazu kann ein lineares Potentiometer zwischen Anschluß 5 und Masse geschaltet werden. Da dieses Potentiometer nur von Gleichstrom durchflossen wird, ist die Leitung nicht brummempfindlich. Die Vorteile dieses Schaltkreises liegen in den hervorragenden Begrenzereigenschaften, d. h. in der sehr guten Störspannungsunterdrückung.
Bild 17 zeigt einen mit dem *A 220 D* aufgebauten DF-Verstärker. Das vom Bild-ZF-Verstärker gelieferte DF-Signal wird über einen Kondensator von 10 pF und über das Eingangsfilter (Fi *2402 A*) in die IS eingekoppelt. Die IS übernimmt die DF-Verstärkung und die Demodulation. Das zwischen den Anschlüssen 7 und 9 der IS liegende Filter arbeitet als Phasenschieberkreis. Mit ihm wird die DF nachgeglichen. Die am Ausgang der IS vorhandene NF wird über ein *RC*-Glied dem NF-Verstärker zugeführt.
Bild 18 zeigt eine DF-Stufe, die in der Lage ist, die ihr jeweils angebotene Freqenz nach CCIR-Norm (5,5 MHz) oder nach OIRT-Norm (6,5 MHz) zu verarbeiten. Das ist durch den Einsatz des Schaltkreises *A 220 D* möglich. Diesem Schaltkreis ist ein zweihöckriges Bandfilter vorgeschaltet, dessen Durchlaßmaxima bei 5,5 und 6,5 MHz liegen. So wird die jeweils angebotene DF-Spannung in der IS verstärkt, begrenzt und demoduliert. Die Demodulation bewirkt eine Koinzidenzschaltung, für die an den Anschlüssen 7 und 9 die Phasenschieberkreise für 5,5 und 6,5 MHz in Reihe geschaltet sind. Die NF wird am Anschluß 8 entnommen.

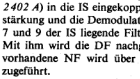


Bild 16 Anschlußbelegung der IS *A 220 D*

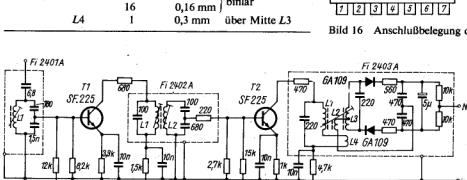


Bild 15 DF-Verstärker mit *Visomat*-Filter

Schwarzweiß-Fernsehempfänger mit Halbleiterbauelementen (Blatt 4)

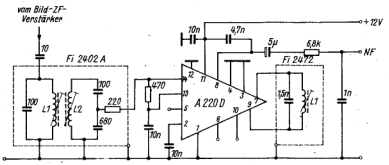


Bild 17 DF-Verstärker mit *A 220 D*

Tabelle 3 Filter zu Bild 17

	Spule	Wdg.	Draht (CuL)
Fi 2402 A	*L1*	44	0,1 mm
	L2	46	0,1 mm
Fi 2472	*L1*	10	0,3 mm

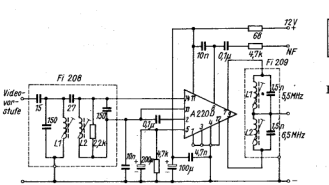


Bild 18 DF-Verstärker für 5,5 und 6,5 MHz

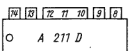


Bild 19 Anschlußbelegung der IS *A 211 D*

Tabelle 4 Filter zu Bild 18 und Bild 30

	Spule	Wdg.	Draht (CuL)
Fi 208	*L1*	30	0,1 mm
	L2	30	0,14 mm
Fi 209	*L1*	10	0,3 mm
	L2	8	0,3 mm

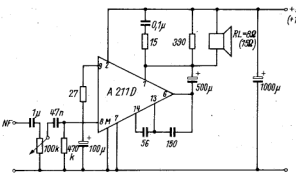


Bild 20 NF-Verstärker für etwa 1 W

8. NF-Verstärker

Mit der integrierten Schaltung *A 211 D* steht ein NF-Verstärker kleiner bis mittlerer Leistung zur Verfügung. Diese gleichstromgekoppelte NF-Schaltung zeichnet sich durch einen hohen Eingangswiderstand, eine hohe Verstärkung, einen großen Betriebsspannungsbereich und einen geringen Ruhestrombedarf aus. Durch die guten technischen Eigenschaften der *A 211 D* ergeben sich günstige Einsatzmöglichkeiten als NF-Verstärker in transistorbestückten TV-Empfängern. Bild 19 zeigt die Anschlußbelegung der *A 211 D*. Sie ist in einem modifizierten 14poligen DIL-Plastgehäuse untergebracht. Die Anschlüsse 3 bis 5 und 10 bis 12 werden zusammengefaßt und wegen der auftretenden Verlustleistung als Kühlbleche herausgeführt. Die Verlustleistung der Endstufe beträgt etwa 1 W. Für eine verzerrungsfreie Vollaussteuerung der Endstufe benötigt man am Eingang 12 mV. Bei einer Betriebsspannung für die IS von 9 V beträgt der Lastwiderstand 8 Ω. Da das übrige Gerät jedoch mit 12 V arbeitet, empfiehlt sich statt dessen ein 15-Ω-Lautsprecher, wodurch auch die Endstufe mit 12 V versorgt werden kann. Bild 20 zeigt die Schaltung des NF-Verstärkers.

Über einen Kondensator von 1 µF wird das NF-Signal dem Lautstärkepotentiometer zugeführt. Von dessen Schleifer gelangt das Signal über einen Kondensator von 47 nF zum Eingang des Schaltkreises. Die Kondensatoren von 56 pF und 0,1 µF unterdrücken HF-Störschwingungen. Der Kondensator von 150 pF bestimmt die obere Grenzfrequenz des Verstärkers. Der Frequenzgang kann durch ein zusätzliches Netzwerk auch einstellbar ausgeführt werden. Das Netzwerk schaltet man zwischen die Anschlüsse 13 und 6. Dabei ist es günstig, eine geschlossene Spannungsverstärkung von V_u = 48 dB zu wählen, damit ein ausreichend hörbarer Einstellumfang des Netzwerks erreicht wird. Er sollte etwa 10 dB betragen, damit die *A 211 D* immer genügend gegengekoppelt bleibt. Anderenfalls steigt der Klirrfaktor an. Bild 21 zeigt ein Beispiel.

9. Amplitudensieb

Die Aufgabe der Impulsabtrennstufe besteht darin, aus dem vollständigen Modulationssignal des Bildsenders die Synchronisationsimpulse für Zeile und Bild möglichst ohne Störanteile herauszusieben. Das ist durch eine Abtrennschaltung möglich, die man Amplitudensieb nennt. Bild 22 zeigt ein Amplitudensieb. Das von der Kontrasteinstellung unabhängige Videosignal wird am niederohmigen Emitteranschluß der Videovorstufe abge-

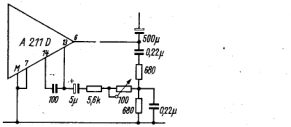


Bild 21 NF-Verstärker mit Klangeinstellnetzwerk

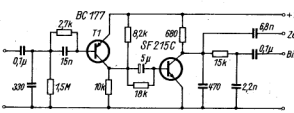


Bild 22 Amplitudensieb

nommen. Dadurch ist es möglich, das Amplitudensieb optimal an den fast konstanten Eingangspegel anzupassen. Das Koppelglied mit zwei Zeitkonstanten bewirkt, daß die Beeinflussung der Impulsabtrennung durch Rauschen, Modulationsschwankungen und Störimpulse gering bleibt. Der Spannungsteiler mit 8,2 kΩ und 10 kΩ im Kollektorzweig der ersten Stufe begrenzt die Ausgangsspannung auf $U_{ss} = 5$ V. Das ist notwendig, da der Transistor der zweiten Stufe nur mit einer maximalen Emitter-Basis-Spannung von 5 V betrieben werden darf. Die zweite Stufe schließt Horizontal- und Vertikalstufe rückwirkungsfrei ab. Gleichzeitig werden die Synchronisierimpulse nochmals begrenzt. Die Synchronisationsimpulse trennt man anschließend durch eine zweifache Integration für den Vertikalgenerator und durch eine Differenzierung für den Phasenvergleich des Horizontalgenerators. Für den Transistor T1 wird ein *BC 177* o. ä., ein Silizium-pnp-Typ, eingesetzt. T2 ist ein Siliziumtransistor *SF 215 C*. Die Betriebsspannung beträgt +12 V.

10. Horizontalablenkung

Die am schwierigsten zu lösende Aufgabe beim Bau eines transistorisierten Fernsehempfängers ist die Horizontalablenkung. In dieser Stufe werden die Horizontalablenkspannung für die Bildröhre und die Hochspannung von etwa 10 kV erzeugt. Gleichzeitig liefert der Horizontalausgangsübertrager einige Spannungen, die zum Betreiben der Bildröhre sowie einiger anderer Stufen notwendig sind. Die Horizontalablenkung nach Bild 23 besteht aus mehreren Baustufen.

Bild 23 Horizontalablenkung mit Zeilentransformator *ÜHA 75* und Ablenkeinheit *AE 10*

10.1. Phasenvergleich

Die Phasenvergleichsstufe ist für die einwandfreie Synchronisation des Zeilengenerators erforderlich. Über einen Kondensator von 6,8 nF gelangen die negativen Horizontalsynchronimpulse an die beiden Dioden *SAY 30* des unsymmetrischen Phasenvergleichs. Während der negativen Spitzen sind beide Dioden geöffnet. Dadurch wird die angelegte Vergleichsspannung jeweils kurzzeitig an Masse gelegt.

Für eine möglichst steile Regelung wird in die Mitte des Sägezahnrücklaufs der Punkt gelegt, an dem die Sollfrequenz mit der Generatorfrequenz übereinstimmt. Bei z. B. zu hoher Generatorfrequenz setzt dann die Tastung beim Maximalwert der Vergleichsspannung ein, und eine negative Regelspannung ist die Folge. Diese wiederum bewirkt durch die nachfolgende induktive Reaktanz von Transistor T1 (*SF 215*) eine Verringerung der Frequenz, so daß sich der Sollzustand wieder einstellt.

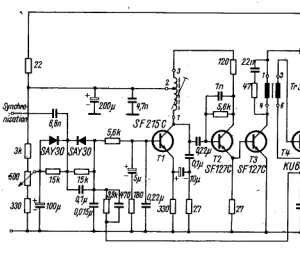
Der Reaktanzstufe ist zur Siebung der Regelspannung ein *RC*-Filter vorgeschaltet. Dieses Filter ist so dimensioniert, daß die Anordnung die nötige Trägheit erreicht, so daß eine Art Schwungradwirkung entsteht. Dadurch können Störungen die Regelspannung nur wenig beeinflussen. Der Kondensator mit 0,22 µF an der Basis von T1 nach Masse soll Rauschen und atmosphärische Einwirkungen unterdrücken. T1 steuert den Horizontalgenerator.

10.2. Horizontaloszillator

Der Horizontalgenerator arbeitet in induktiver Dreipunktschaltung mit dem Transistor T2 (*SF 127*). Den Schwingkreis für die Dreipunktschaltung bilden die Transistoren T1, T2, die Spule SP 301 und der Kondensator von 22 nF, der zwischen dem Kollektor von T1 und der Basis von T2 liegt. T2 arbeitet als Emitterfolger für die Treiberstufe. Die Trennung des Generatorteils von der Endstufe durch die Treiberstufe beseitigt alle Rückwirkungen. Der Treibertransformator stellt eine optimale Anpassung an die Horizontalendstufe sicher.

10.3. Horizontalendstufe

Die Horizontalendstufe ist für eine 31-cm-Bildröhre in 110°-Ablenktechnik dimensioniert. Die Stufe ist mit dem Horizontalausgangstransformator *ÜHA 75* und mit dem Ablenksystem des Kofferfernsehempfängers *combi-vision* aufgebaut. Da die Horizontalendstufe an einer elektronisch stabilisierten Betriebsspannung von etwa 10,5 bis 12 V betrieben wird, sind Stabilisierungsmaßnahmen in der Endstufe nicht erforderlich. Durch die niedrige Betriebsspannung bietet sich der Einsatz einer Niedervolt-Boosterschaltung an. Zur Realisierung der erwähnten Boosterschaltung nach Bild 24 liegt dabei die Betriebsspannung für die Horizontalendstufe nicht am Fußpunkt des Horizontalausgangsübertragers, sondern über die Diode *KY 190* an einer Anzapfung. Während des Zeilenrückschlages verhindert die Diode einen Rückfluß der gespeicherten Übertragungsenergie in



Schwarzweiß-Fernsehempfänger mit Halbleiterbauelementen (Blatt 5)

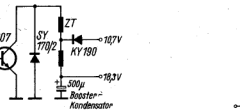


Bild 24 Prinzip der Niedervolt-Boosterspannungsgewinnung

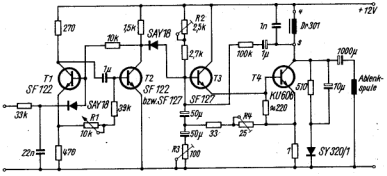


Bild 25 Vertikalablenkung mit astabilem Multivibrator als Generator

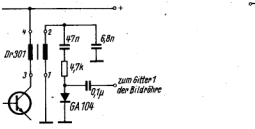


Bild 26 Beschaltung der Vertikalendstufe für die Vertikalrücklaufaustastung

den Stromversorgungsteil. Der Strom fließt in den Boosterkondensator von 500 µF und erhöht die am Kondensator anliegende Spannung von etwa 10,7 V auf 18 V.
Die Diode *SY 170/2* verhindert inversen Betrieb des Endstufentransistors T4 (*KU 607*). Die benötigte Ablenkleistung wird durch die Impulsspannung von $U_a \approx 110$ V am Horizontalendstufentransistor in Verbindung mit der Induktivität der parallelgeschalteten Horizontalspulen erreicht. Dabei tritt ein Sägezahnstrom von $I_{ss} = 8{,}2$ A auf.
Die Ablenkeinheit liegt in Reihe mit dem Linearitätssteller und mit einem Kondensator von 4,7 µF zur Kompensation des Tangensfehlers. Der Horizontalausgangsübertrager ist dem eigentlichen Ablenkkreis parallelgeschaltet. Er hat die Aufgabe, die Hochspannung, die Spannungen für G2 und G4 der Bildröhre, die Spannung für die Videoendstufe, eventuell die Spannung für den Bild-ZF-Verstärker und die Abstimmspannung für einen elektronisch abstimmbaren Tuner bereitzustellen. Außerdem werden ihm die negative Impulsspannung für die getastete Regelung und die der Bildrücklaufaustastung entnommen. Die Hochspannung wird durch einen Selenstab TS 11 gleichgerichtet.

11. Vertikalablenkung

Die Vertikalablenkung besteht aus einem Generator und aus einer Endstufe, die für die vertikale Ablenkung des Elektronenstrahls der Bildröhre verantwortlich ist. Der Generator erzeugt einen Sägezahn, den die Endstufe verstärkt und der Ablenkeinheit zuführt. Der frei schwingende Generator wird durch die Synchronzeichen des Senders gesteuert. Er kann als Multivibrator oder als Sperrschwinger aufgebaut werden.

11.1. Vertikalablenkung mit Multivibrator als Generator

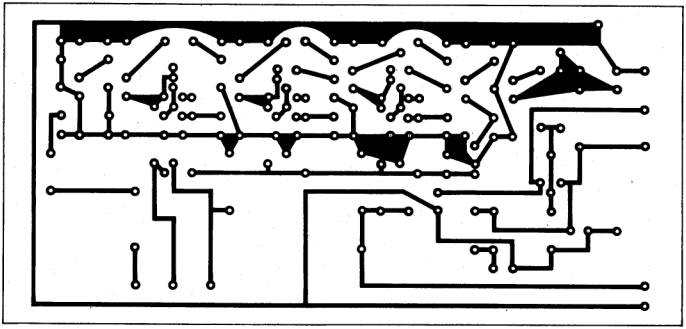
Der Vertikaloszillator nach Bild 25 ist ein Multivibrator mit den Siliziumtransistoren T1 und T2 (*SF 122*, bzw. *SF 127*). Dieser Multivibrator erzeugt negative Impulse von etwa 1 ms Breite und mit $U_{ss} = 10$ V.
Die Vertikalfrequenz von 50 Hz läßt sich mit dem 10-kΩ-Potentiometer einstellen. Über die Diode *SAY 18* wird der Multivibrator mit negativen Synchronimpulsen synchronisiert. Der zur Ansteuerung der Treiberstufe T3 (*SF 127*) erforderliche Sägezahn wird durch Aufladen der beiden 50 µF-Elektrolytkondensatoren über die Basiswiderstände von T3 erzeugt. Mit *R2* läßt sich die Amplitude einstellen. Der Emitter des Treibertransistors T3 ist galvanisch mit der Basis des Endstufentransistors T4 (*KU 606*) verbunden und steuert somit direkt den Basisstrom des Endstufentransistors. Die Endstufe ist eine Eintaktendstufe mit Drosselkopplung. Die Ablenkeinheit liegt über einem Kondensator von 1000 µF am Kollektor der Endstufe. Die Spannungsspitze, die während des Bildrücklaufs über der Drossel auftritt, wird durch die *RC*-Kombination 10 µF/510 Ω und durch die Diode *SY 320* bedämpft.
Mit *R4* läßt sich die Linearität in Bildmitte einstellen und mit *R3* die am oberen Bildrand. Die *RC*-Kombination 100 kΩ/1 µF zwischen dem Kollektor von T4 und der Basis von T3 hat die Aufgabe, den zeitlinearen Ablenkstrom S-förmig zu verzerren, um Tangensfehler auszugleichen.
Für den Aufbau der Endstufe benutzt man am besten die Bildrossel Dr 301 des Kofferempfängers *combi-vision 310*. Diese Drossel hat noch eine Wicklung für die Vertikalrücklaufaustastung. Bild 26 zeigt die weitere Beschaltung der Bilddrossel.

12. Leiterplatten und Filterdaten

Für den Bau eines Fernsehempfängers der beschriebenen Art werden im folgenden noch die wichtigsten Leiterplatten sowie Informationen zu den Filtern zusammengefaßt (Bild 27 bis Bild 31, Tabelle 1 bis Tabelle 4).

Literatur

[1] *Kruse, R.*: Transistorisierte Fernsehempfänger selbst gebaut, Reihe »electronica«, Militärverlag der DDR, 1. Auflage Band 98, Berlin 1970, 2. Auflage Band 148, Berlin 1977
[2] –: Service-Anleitung »combi-vision 310« Robotron-Elektronik, Radeberg 1975
[3] *Pratsch, D./Welzel, H.-J.*: TV-Kofferempfänger »Stäßfurt K 67«, radio und fernsehen 16 (1967) H. 14, S. 419
[4] *Kruse, R.*: Transistorisierter Balkengenerator, Funkamateur 15 (1966) H. 7, S. 322
[5] *Ziegler, H.*: Kofferfernsehempfänger »mini 9«, radio und fernsehen 16 (1967) H. 24, S. 751
[6] *Meissner, R.*: Transistor-TV-Empfänger »Junost 603«, radio – fernsehen – elektronik 24 (1975) H. 2, S. 51
[7] *Barth, S.*: TV-Empfänger »combi-vision 310«, radio – fernsehen – elektronik 25 (1976) H. 9, S. 289
[8] *Glier, H.*: Bauanleitung für einen transistorisierten VHF-Tuner, Funkamateur 18 (1969) H. 11, S. 7
[9] *Huhn, D.*: Ein transistorisierter Amplitudensieb- und Vertikalablenkbaustein, radio und fernsehen 16 (1967) H. 13, S. 405



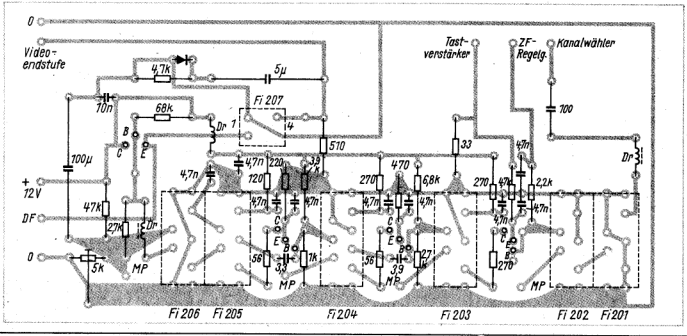
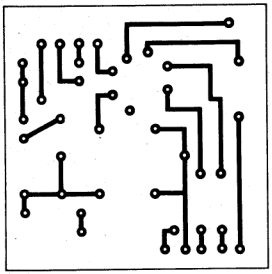


Bild 27 *a* – Leiterplatte zu Bild 10 (Bild-ZF-Verstärker und Videoendstufe) – Ansicht Leiterseite (Maßstab 1:1), *b* – Leiterplatte Bild-ZF-Verstärker und Videoendstufe – Ansicht Bestückungsseite



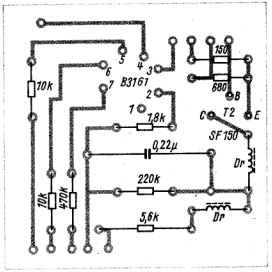
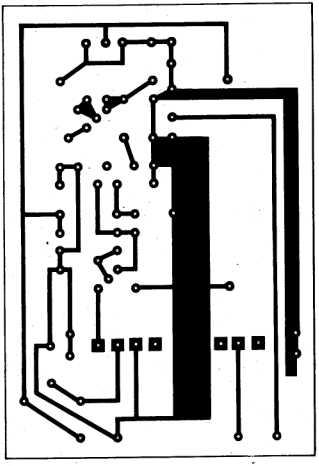
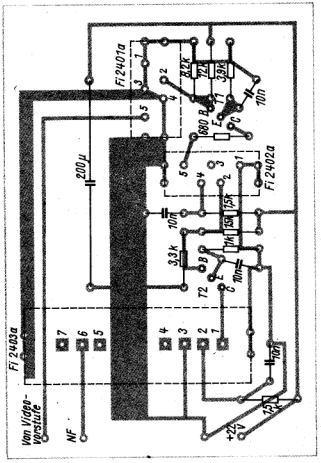
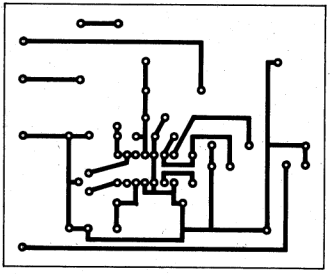


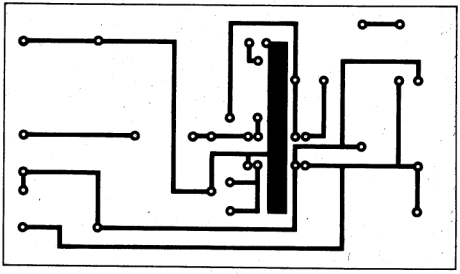
Bild 28 *a* – Leiterplatte zu Bild 12 (Videoendstufe) – Ansicht Leiterseite (Maßstab 1:1), *b* – Leiterplatte Videoendstufe – Ansicht Bestückungsseite

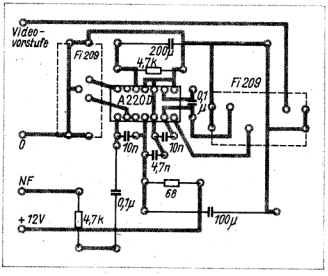
Bild 29 *a* – Leiterplatte zu Bild 15 (DF-Verstärker mit »Visomat«-Filter) – Ansicht Leiterseite (Maßstab 1:1), *b* - Leiterplatte DF-Verstärker mit »Visomat«-Filter – Ansicht Bestückungsseite











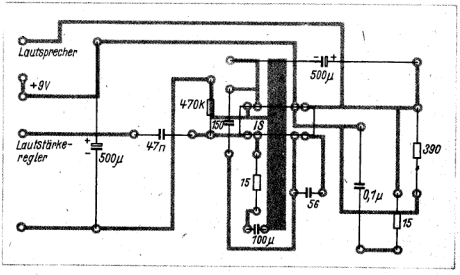


Bild 30 *a* – Leiterplatte zu Bild 18 (DF-Verstärker mit IS *A 220 D*) – Ansicht Leiterseite (Maßstab 1:1), *b* – Leiterplatte für DF-Verstärker – Ansicht Bestückungsseite

Bild 31 *a* – Leiterplatte zu Bild 20 (NF-Verstärker mit IS *A 211 D*) – Ansicht Leiterseite (Maßstab 1:1), *b* – Leiterplatte für NF-Verstärker – Ansicht Bestückungsseite

Baugruppen für einen UKW-Empfänger mit IS (Blatt 1)

1. Allgemeines

Die integrierten Bausteine *A 211 D* für Endverstärker und *A 220 D* für den ZF-Teil erlauben den Aufbau hochwertiger tragbarer Rundfunkgeräte. Diese Geräte weisen neben kleinem Baugruppenvolumen auch sehr gute elektrische Werte auf, die sich vor allem in geringen Verzerrungen des übertragenen Signals und einer hohen Empfindlichkeit und Trennschärfe äußern. Ein mit diesen Baugruppen aufgebauter Koffersempfänger war vielen handelsüblichen Geräten in kritischen Empfangssituationen überlegen. Natürlich hat diese Konzeption auch Nachteile. So benötigt der Baustein *A 220 D* bei 9 V Speisespannung fast 15 mA Betriebsstrom. Auch stört das zwischen den Empfangsstationen wiedergegebene starke Rauschen, das sich aber in hochwertigen Empfängern mit entsprechend erhöhtem Schaltungsaufwand beseitigen läßt.

2. Schaltungskonzeption

Dem Tuner in bekannter Schaltungstechnik ist ein einstufiger Verstärker nachgesetzt, der die Verluste des nachfolgenden Vierkreisfilters ausgleicht. Nach der Selektion erfolgt die eigentliche Verstärkung des ZF-Signals breitbandig im Verstärkerbaustein *A 220 D*. In diesem Schaltkreis wird auch demoduliert. Das NF-Signal wird in einer Vorstufe im Pegel angehoben und im *A 211 D* auf die erforderliche Lautsprecherleistung verstärkt.
Koffergeräte sollen wegen des Betriebs an der recht kleinen Stabantenne sehr empfindlich sein. Große Empfangsfeldstärken zwingen in diesem Falle dazu, die Antenne entsprechend zu verkürzen.
Diese Eigenschaften werden vom Eingangsteil, dem Tuner, bestimmt. Ein Vergleich der verschiedenen Schaltungsmöglichkeiten ergibt: Eine Eingangsstufe in Basisschaltung arbeitet sehr stabil, auch bewirkt eine Kompensationsdrossel im Emitterkreis, daß Rausch- und Leistungsanpassung einigermaßen zusammenfallen. Damit ergeben sich günstige Empfindlichkeitswerte.
Die Emitterschaltung bietet bei höheren Eingangswiderständen höhere Verstärkungswerte, aber durch die hohe Rückwirkungskapazität ist eine solche Stufe sehr schwer »zu beherrschen«. Sie scheidet für den Nachbau ohne entsprechende Hochfrequenzmeßmittel aus.
In der Zwischenbasisschaltung fallen bei richtiger Dimensionierung Rausch- und Leistungsanpassung zusammen. Rauschen und Verstärkung erreichen bei stabilem Verhalten günstigere Werte als in der Basisschaltung. Deshalb wurde dieser Schaltungsvariante der Vorzug gegeben (Bild 1).
Im Gegensatz zu üblichen tragbaren Geräten wurden für Schwingungserzeugung und Mischung getrennte Stufen vorgesehen. Beide lassen sich dadurch optimal auslegen. Als weiterer Vorteil kommt hinzu, daß große Empfangsamplituden den Oszillator nicht oder nur sehr gering verstimmen können. (Bei selbstschwingenden Mischstufen kann dies sogar zum »Ausblasen« des Oszillators führen!)
In Eingangs- und Mischstufe wurden Mesatransistoren eingesetzt (*GF 145, GF 146, AF 106, AF 139* o. ä.). Sie bieten gegenüber den anderen UKW-Typen beträchtliche Rausch- und Verstärkungsvorteile.
Die Demodulation im Schaltkreis *A 220 D* erfordert eine völlig begrenzte ZF-Spannung. Demoduliert wird nach dem Schalterprinzip; die Steuerspannungen sollen annähernd rechteckigen Verlauf haben, sonst steigt der Klirrfaktor der demodulierten Spannung stark an. Da der Begrenzungseinsatz des *A 220 D* im Fall eines Schwingkreises im Eingang bei Werten ≦ 100 µV liegt, reicht dessen Verstärkung nicht aus, so daß schwache Eingangssignale unter der Begrenzungsschwelle bleiben und damit verzerrt wiedergegeben werden. Zum Ausgleich wurde

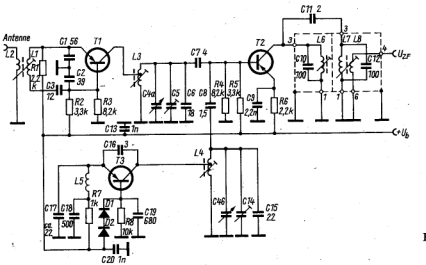


Bild 1 Tuner

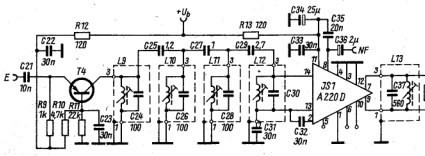


Bild 2 ZF-Verstärker

daher der Transistor T4 (Bild 2) zwischengeschaltet. Die gewählte Basisschaltung arbeitet ohne Neutralisation sehr stabil. Der hohe Ausgangswiderstand ist erforderlich, damit das nachfolgende Filter nicht bedämpft wird und unter allen Empfangsbedingungen seine Charakteristik beibehält.
Mit dieser Konzeption ergibt sich eine so hohe Gesamtverstärkung des HF- und des ZF-Teils, daß schon Antennensignale von einigen Mikrovolt in die Begrenzung gesteuert werden, und es erscheinen alle empfangswürdigen Sender mit gleicher Lautstärke. Außerdem werden beim Betrieb in der Begrenzung Störungen unterdrückt.
Die Gesamtverstärkung läßt sich folgendermaßen abschätzen: Begrenzungseinsatz der IS *A 220 D* unter 100 μV, das vorgeschaltete 4-Kreisfilter hat Verluste von etwa 10 dB, die Transistorstufe verstärkt mit etwa 20 dB, und der Tuner hat eine Mindestverstärkung bis zum Ausgang von 20 dB. Damit ergibt sich der Begrenzungseinsatz von etwa 3 μV am Eingang. Auch das Rauschen zwischen den Stationen wird verstärkt und mit vergleichbarer Lautstärke wiedergegeben. In der vorliegenden einfachen Schaltung wurde jedoch auf eine feldstärkeabhängige Rauschsperre verzichtet.
Komplexe Verstärkerelemente verlangen konzentrierte Selektionsmittel. Es wurde ein 4-Kreisfilter eingesetzt, mit dem sich gegenüber sonst üblichen Schaltungen erhebliche Vorteile erreichen lassen. Allerdings ist der Abgleich eines solchen Filters schwieriger als der eines Zweikreisfilters. Bisher bekannte Geräte arbeiten mit mehreren Zweikreisfiltern, die durch aktive Transistorstufen getrennt werden. Mit der Aussteuerung verändern sich dabei die Transistordaten, vor allem die aussteuerungsabhängige Kollektorkapazität. Die ZF-Durchlaßkurve wird breiter und verliert ihre symmetrische Form. Damit ändern sich auch die Übertragungseigenschaften und die Selektion. Kompaktfilter behalten ihre Eigenschaften dagegen unabhängig von der Aussteuerung.
Die Hauptverstärkung mit Begrenzung bewirkt der integrierte Schaltkreis *A 220 D*, zur Demodulation ist der Phasenschieberkreis *L*13, *C*7 nötig.
Der Endverstärker (Bild 3) wurde von einer industriellen Schaltung übernommen (*Stern Sensomat 3000*). Zusätzlich zum Baustein *A 211 D*, der einen vollständigen Kleinleistungsverstärker enthält, wird eine Transistorstufe T5 eingesetzt. Sie hebt den Pegel des NF-Signals an und erlaubt dadurch eine stärkere Gegenkopplung des eigentlichen Endverstärkers. Dadurch wird sein Gesamtklirrfaktor verschwindend klein. Damit läßt sich eine für Koffergeräte ausgezeichnete Übertragung ermöglichen.

3. Schaltungsbeschreibung

Der Fußpunktwiderstand der (Stab-)Antenne wird durch den Übertrager *L*1/*L*2 an den Eingang des Transistors T1 angepaßt. Dessen Arbeitspunkt sollte aus Verstärkungs- und Rauschgründen bei 1,5 mA liegen. Durch den Anschluß des Kollektors an eine Anzapfung des abgestimmten Zwischenkreises wird ein niedriger Lastwiderstand für T1 realisiert – eine weitere Sicherheit gegen Schwingneigung. Dennoch reicht die Verstärkung aus, um über dem Rauschwert des Mischers zu bleiben. Transistoren mit hoher Grenzfrequenz – wie sie die genannten Mesatransistoren darstellen – können bei unsachgemäßem Aufbau bei sehr

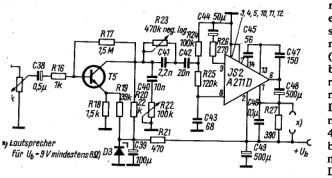


Bild 3 Endverstärker

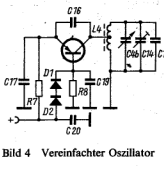


Bild 4 Vereinfachter Oszillator

hohen Frequenzen schwingen. Diese Schwingungen lassen sich ohne spezielle Meßmittel nicht feststellen, sie äußern sich für die Empfangsfrequenz aber in einer erhöhten Rauschspannung. Abhilfe kann eine kleine Ferritperle schaffen, die direkt auf den Kollektoranschluß des Transistors geschoben wird. Über *C*7 gelangt die Hochfrequenzspannung an die Basis des in Emitterschaltung arbeitenden Mischtransistors, in dessen Kollektorkreis sich ein übliches Zweikreisbandfilter für die Zwischenfrequenz befindet. Die Oszillatorspannung wird vom Hochpunkt des Oszillatorkreises über eine kleine Koppelkapazität *C*8 ebenfalls an die Basis des Mischers geführt. Dort soll ihre Amplitude zwischen 60 und 120 mV betragen. Große Sorgfalt wurde bei der Dimensionierung des Oszillators aufgewendet. Die Spule wird – im Gegensatz zu den Empfangskreisen mit *L*1 und *L*3 – mit einem Messingstift abgeglichen, dadurch können störende Netzfelder keine Modulation hervorrufen. Bei höheren Frequenzen hat die Steilheit des Transistors bereits einen großen Phasenwinkel. Der Strom i_{eb} eilt der Spannung U_{eb} nach, zur Rückkopplung vom Kollektor auf den Emitter muß eine Kapazität verwendet werden, die die Phase um −90° dreht. Ebenfalls müssen für eine oberwellenarme Schwingung Basisstrom und Basisspannung in Phase sein. Dazu schaltet man dem induktiven Eingangswider-

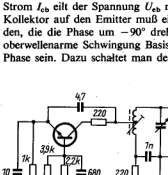


Bild 5 Oszillator mit npn-Siliziumtransistor

stand des Transistors zur Stabilisierung eine äußere Induktivität und eine Kapazität parallel. Diese wird so eingestellt, daß der Oszillator bis zu einer Betriebsspannung von etwa 5 V noch sicher schwingt. Danach ersetzt man den zur Einstellung benutzten Trimmer durch einen Festkondensator. Ein vergleichbar einfacher Aufbau des Oszillators wird erreicht (Bild 4), wenn man *L*5 und *C*18 wegläßt und *C*17 mit 22 pF bemißt. Dieser Fall erfordert keine Abgleicharbeiten für die Phase, die Schwingungen sind aber auch nicht so sauber. Den Oszillator kann man auch mit einem Siliziumtransistor (*SF 136, SF 235* o. ä.) aufbauen (Bild 5). Damit wird die Oszillatorfrequenz von den temperaturbedingten Transistorgrößen unabhängig. Jedoch sind Änderungen in der Leitungsführung der Leiterplatte nötig, da nur npn-Typen zur Verfügung stehen.
Die erste Stufe des ZF-Verstärkers als Basisstufe bietet keine schaltungstechnischen Besonderheiten. Das nachfolgende 4-Kreisfilter wurde mit Bausteinen der vor einigen Jahren gebräuchlichen *Vagant*-Serie aufgebaut, bei entsprechender Dimensionierung lassen sich auch andere Filterkörper einsetzen.
Der für die Hauptverstärkung und Demodulation verwendete Schaltkreis *A 220 D* – er entspricht dem *TBA 120 S* – besteht im eigentlichen Verstärkerteil aus acht symmetrischen Diffe-

renzstufen. Durch Speisung mit je einem Transistor als Konstantstromquelle wird eine hohe Breitbandverstärkung mit sehr guten Begrenzungseigenschaften erreicht. Über als Kondensatoren geschaltete Dioden wird die ZF-Spannung an den Koinzidenzdemodulator geführt. Am Anschluß 5 läßt sich über ein Potentiometer von 5 kΩ gegen Masse eine elektronische Lautstärkeeinstellung erreichen (minimal 60 dB), außerdem sind ein zusätzlicher Transistor und eine Z-Diode (Spannung 11,5 V) integriert. Transistor, Z-Diode und elektronische Lautstärkeeinstellung werden in diesem Beispiel nicht benutzt.

Der Klirrfaktor der demodulierten Spannung ist proportional der Güte des Phasenschieberkreises:

$$k \sim \frac{1}{3}\left(\frac{\Delta f}{f}Q\right)^2$$

Für kleine Verzerrungswerte wird dieser Kreis mit ohmschen Widerständen bedämpft. Da sich damit aber auch die NF-Ausbeute verringert, muß ein Kompromiß gefunden werden. Mit dem angegebenen Wert für *R*14 bleibt der Klirrfaktor unter 0,5‰, die Ausgangsspannung ist dabei noch größer als 200 mV bei ±75 kHz Hub. Der Kondensator *C*35 bestimmt mit dem Innenwiderstand der Schaltung, der bei 2,6 kΩ liegt, die Deemphasis-zeitkonstante von 50 µs.

Der Schaltkreis *A 211 D* ist ein monolithisch integrierter 1-W-NF-Verstärker. Da bei dieser Konzeption der eisenlosen (transformatorlosen) Endstufe die Ausgangsleistung etwa proportional dem Quadrat der Betriebsspannung steigt, sollte im Interesse großer Lautsprecherleistung die Batteriespannung zu mindestens 9 V gewählt werden. Der Schaltkreis selbst verträgt als Betriebsspannung (mit Eingangssignal) maximal 15 V. Diese Spannung darf nicht überschritten werden. Die maximale Ausgangsleistung beträgt bei einer Kühlfläche von mindestens 8 cm² 1,35 W. Aus dem Verhältnis des integrierten Widerstands R_i mit dem am Anschluß 9 angeschalteten Widerstand *R*26 der äußeren Beschaltung wird die Verstärkung des Bausteins bestimmt. Der übliche Wert (*R*26 = 27 Ω) ergibt eine Spannungsverstärkung von 48 dB, benötigt wird für Vollaussteuerung eine Spannung U_e = 15 mV. Das bedeutet jedoch schon recht hohe Klirrfaktorwerte. Für 1 kHz gelten als typisch:

P_o = 50 mW k = 1,4‰
P_o = 850 mW k = 1,3‰
P_o = 925 mW k = 2,4‰
P_o = 1 W k = 6,3‰

Die vorliegende Schaltung (Industrieschaltung) verbessert diese Werte erheblich, zum Verstärkungsausgleich muß aber die zusätzliche Stufe T5 zwischengeschaltet werden. T5 sollte ein rauscharmer NF-Transistor sein. Seine Betriebsspannung wird über D3 konstant gehalten. Zwischen diesem Transistor und dem integrierten Baustein ist eine getrennte Höhen- und Tiefeneinstellung angeordnet. Die angegebenen Kondensatoren *C*45, *C*46 und *C*47 bewirken die Frequenzkompensation und sollten in den angeführten Dimensionen eingesetzt werden.

4. Aufbauhinweise

Für den Aufbau sind die Leiterplattenzeichnungen und die Bestückungspläne gegeben. Im Tuner wurde ein kombinierter AM-FM-Drehkondensator benutzt, deshalb die große Leiterplatte. Die Hochpunkte der HF-Kreise führt man nicht an die Leiterplatte, sondern Spule und Trimmer werden direkt am Drehkondensator angelötet. Zwischen die Anschlüsse der Drehkondensatoren legt man auch die Parallelkondensatoren *C*18 und *C*15, ebenso sind die Kollektoren der Transistoren T1 und T3 direkt an die Anzapfungen der Spule zu führen. Die Koppelkondensatoren schaltet man von den Hochpunkten der Kreise auf die Leiterplatte. Auch die masseseitigen Anschlüsse der Induktivitäten werden an den Drehkondensator gelötet und von dort zur Leiterplatte weitergeführt.

Der Endverstärker muß zur Abführung der Verlustwärme gekühlt werden. Die Anschlüsse 3 bis 5 und 10 bis 12 des *A 211 D* sind dazu als Fahnen ausgebildet. Die Leiterplatte ist dementsprechend zu schlitzen. In diese Schlitze werden auch die abgewinkelten Kühlbleche gesteckt und auf der Leiterseite festgelötet (Bild 6). Insgesamt sollen die Kühlbleche die Gesamtgröße der Leiterplatte haben. Sie werden so über die Bauelemente geführt, daß sie gleichzeitig als Abschirmung wirken, insbesondere für den hochohmigen Eingangsteil der Schaltung.

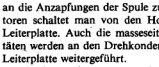


Bild 6 Anordnung des Kühlblechs der Endstufe auf der Leiterplatte

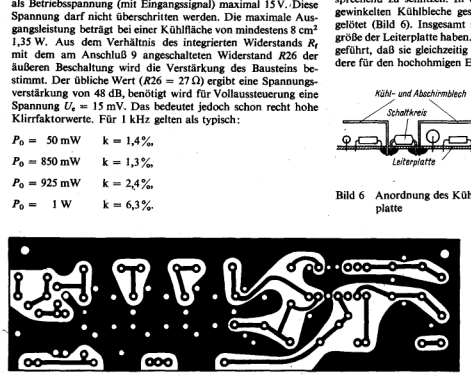


Bild 7
Leiterplatte des ZF-Verstärkers

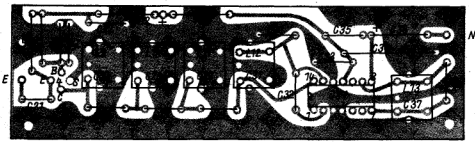


Bild 8
Bestückungsplan des ZF-Verstärkers

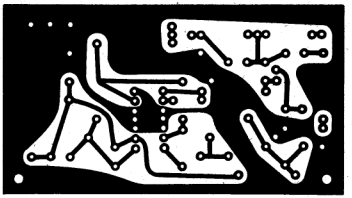


Bild 9 Leiterplatte des NF-Verstärkers

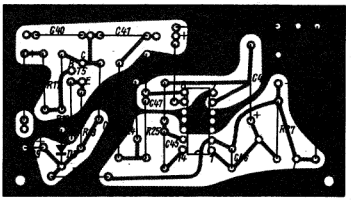


Bild 10 Bestückungsplan des NF-Verstärkers

Tabelle 1 Spulendaten

L1 – 6 Wdg., 0,7-mm-CuL, auf 5 mm Spulenkörper mit Ferritkernabgleich
L2 – 2 Wdg., 0,2-mm-CuL, zwischen *L1* gewickelt
L3 – 4 Wdg., 1,0-mm-CuAg, Anzapf bei 3 Wdg. Ferritkernabgleich
L4 – 4 Wdg., 1,0-mm-CuAg, Anzapf bei 2 Wdg. Abgleich mit Messingstift
L5 – 10 Wdg., 0,2-mm-CuL, auf 3 mm Dorn freitragend
L6, L7 – 11 Wdg., 0,2-mm-CuL, Bandfilterkörper der *Vagant*-Serie
L8 – 2 Wdg., 0,2-mm-CuL, auf *L7* gewickelt
L9, L10, L11, L12 – 11 Wdg., 0,2-mm-CuL, *Vagant*-Körper
L13 – 6 Wdg., 0,2-mm-CuL, *Vagant*-Körper

Tabelle 2 Halbleiter- und Spezialbauelemente

T1, T2 – Mesatransistor *GF 145* o. ä.
T3, T4 – HF-Transistoren *GF 132, FT*-Typen (UdSSR)
T5-SC 207, SC 239
IS 1 – *A 220 D*
IS 2 – *A 211 D*
D1, D2 – Silizium-Universaldioden *SAY 42* o. ä.
D3 – Kleinleistungs Z-Diode 6 V
C4a, C4b – UKW-Doppeldrehkondensator
C5, C14 – UHF-Rohrtrimmer 0,5...4,5 pF

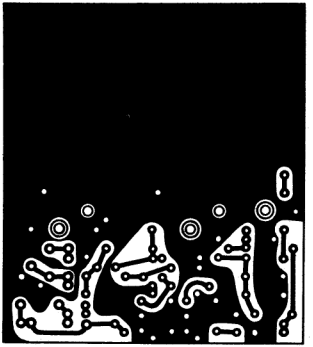


Bild 11 Leiterplatte des Tuners

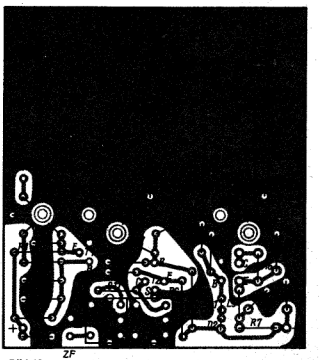


Bild 12 Bestückungsplan des Tuners

1. Wirkungsweise

Der Produktdemodulator (auch *Produktdetektor* genannt) ist eine Mischstufe, die das ZF-Signal im Empfänger in den NF-Bereich mischt und damit wieder hörbar macht. Prinzipiell läßt sich jede Mischstufe als Produktdemodulator einsetzen. Unterschiede zu üblichen Mischstufen ergeben sich daraus, daß erstens das gewünschte Mischprodukt kein HF-, sondern ein NF-Signal ist und zweitens die Eingangssignale größere und wesentlich weniger schwankende Pegel aufweisen.

Ein Produktdemodulator hinter einem Empfänger-ZF-Verstärker mit einem mechanischen Filter läßt den Frequenzbereich 500,3 bis 503,1 kHz durch. Dem Produktdemodulator wird ein Oszillatorsignal mit der Frequenz $f_{osz} = 500$ kHz und ein Telegrafiesignal mit der Frequenz $f_1 = 501$ kHz zugeführt. f_{osz} und f_1 mischen sich, und im Ausgangsstrom sind starke Komponenten mit den Frequenzen $f_{osz} = 500$ kHz, $f_1 = 501$ kHz, $2\,f_{osz} = 1000$ kHz, $f_{osz} + f_1 = 1001$ kHz und $-f_{osz} + f_1 = 1$ kHz vorhanden. Ein Tiefpaß am Ausgang trennt die HF-Komponenten ab. Es verbleibt allein ein 1-kHz-Ton, der nach NF-Verstärkung im Lautsprecher hörbar wird.

Wenn das ZF-Filter ein oberes Seitenband (OSB) mit der (unterdrückten) Trägerfrequenz $f_t = 500$ kHz durchläßt, wird jeder einzelne Ton des Frequenzbands in die NF-Lage gemischt. Zum Beispiel erzeugt ein 502,5-kHz-ZF-Ton einen NF-Ton mit der Frequenz 2,5 kHz. Das ZF-Band wird frequenzmäßig um einen konstanten Betrag verschoben, so daß es in das NF-Band fällt. Wenn die Oszillatorfrequenz gleich der Trägerfrequenz ist, wird der ursprüngliche Modulationsinhalt wiederhergestellt und das Signal lesbar.

Bei kleinem Eingangspegel läßt sich die Übertragungskennlinie jedes Mischers durch eine quadratische Parabel annähern. Bei Annahme einer rein quadratischen Übertragungskennlinie ist die NF-Ausgangsspannung des Produktdetektors dem Produkt von Oszillatorspannung U_{osz} und ZF-Spannung U_{z1} proportional:

$$U_{aus1} = \text{const} \cdot U_{osz} \cdot U_{z1}. \qquad (1)$$

Daher kommt die Bezeichnung *Produktdemodulator*. Unter der gleichen Voraussetzung erzeugt der Produktdemodulator auch keine Oberschwingungen des demodulierten NF-Signals; sein Klirrfaktor ist 0. FM-Sendungen kann man mit dem Produktdetektor nicht empfangen.

2. Schwebungsoszillator (SO)

Der Oszillator, der einen Produktdetektor speist, wird *Schwebungsoszillator* (SO, engl.: beat frequency oscillator – BFO) genannt. Voraussetzung für die naturgetreue Telefoniedemodulation im Produktdemodulator ist, daß die Frequenz des Schwebungsoszillators f_{SO} gleich der Trägerfrequenz f_t ist. Wird zum Beispiel ein Zweitonsignal mit $f_{z1} = 500{,}5$ kHz und $f_{z2} = 502{,}5$ kHz empfangen und schwingt der Schwebungsoszillator statt auf $f_t = 500{,}0$ kHz auf $f_{osz} = 500{,}4$ kHz, so demoduliert der Produktdetektor die Frequenzen $f_{n1} = 100$ Hz und $f_{n2} = 2100$ Hz, die von den ursprünglichen Niederfrequenzen 500 und 2500 Hz abweichen. Die ursprünglich zueinander harmonischen Töne liegen nun disharmonisch. Das menschliche Ohr, das an den natürlichen Klang von Sprache und Musik, bestehend aus Grundtönen und harmonischen Obertönen, gewöhnt ist, kann die Originalinformation nicht erkennen.

Mit zunehmender Abweichung zwischen f_{osz} und f_t wird die Nachricht immer schwerer lesbar. Ein trainierter Funker kann häufig noch eine Information erkennen, während ein ungeübter Hörer nichts versteht. Liegt f_{osz} zu dicht am empfangenen Seitenband, so klingt die Sprache raunend und dumpf brodelnd. 300 Hz Abweichung verringern die Wortverständlichkeit auf 83 %. Wird f_{osz} zu weit vom empfangenen Seitenband zugesetzt, so klingt die Sprache näselnd und zischend. Nach dieser Richtung sind größere Frequenzfehler zulässig; bei 300 Hz Abweichung sinkt die Wortverständlichkeit auf 91 %. Diese Angaben gelten für ungestörten Empfang; bei gestörtem Empfang fällt die Wortverständlichkeit stärker ab. Der Frequenzfehler ist bei Sprachsendungen unter etwa 20 Hz, bei Musiksendungen unter 2 Hz kaum hörbar.

Um diesen scharfen Forderungen an die Frequenzstabilität gerecht zu werden, wird der Schwebungsoszillator meist als Quarzoszillator aufgebaut. Für $f < 250$ kHz läßt sich auch ein temperaturkompensierter *LC*-Oszillator hinreichend frequenzstabil aufbauen.

Damit der Produktdetektor keine Verzerrungen des NF-Signals erzeugt, darf das ZF-Signal nicht den Schwebungsoszillator in Amplitude oder Frequenz beeinflussen (»ausblasen« bzw. »mitziehen«). Diese Gefahr besteht besonders, wenn man den Schwebungsoszillator als *LC*-Oszillator aufgebaut hat. Ein Quarzoszillator ist weniger empfindlich. Dieser Nachteil läßt sich vermeiden, wenn man eine losere Kopplung zwischen Produktdetektor und Schwebungsoszillator anwendet, eine Trennstufe benutzt oder eine Brückenschaltung einsetzt.

3. Intermodulation (IM)

Gelangt ein ZF-Mehrtonsignal an den Eingang des Produktdemodulators, so mischt sich jeder einzelne Ton nicht nur mit dem Schwebungsoszillator-Signal, sondern auch mit jedem anderen Ton am Eingang. Diese unerfreuliche Erscheinung heißt *Intermodulation*. Im Beispiel aus dem vorhergehenden Abschnitt entsteht auf diese Weise ungewollt auch die Frequenz $f_{z2} - f_{z1} = 2000$ kHz, die in den NF-Bereich fällt und sich nicht durch einen Tiefpaß beseitigen läßt. Bei rein quadratischer Übertragungskennlinie hat dieser Ton analog zu Gl. (1) die Ausgangsspannung $U_{aus\,IM} = \text{const} \cdot U_{z1} \cdot U_{z2}$. Als *Intermodulationsabstand* a_{IM} bezeichnet man den Quotienten von Nutzspannung zu Intermodulationsspannung. Für $U_{z1} = U_{z2} = U_z$ gilt

$$a_{IM} = \frac{U_{aus\,1}}{U_{aus\,IM}} = \frac{U_{osz}}{U_z}. \qquad (2)$$

Der Intermodulationsabstand nimmt mit fallendem ZF-Pegel zu. Bei großem Intermodulationsgehalt klingt die Sprache »verknautscht«, zischelnd und undeutlich. Das läßt sich beseitigen, indem der ZF-Pegel am Produktdetektoreingang verringert wird, z. B. durch einen kapazitiven Spannungsteiler. Als Faustregel gilt: *Der Quotient von Oszillator- zu ZF-Spannung am Produktdetektor soll größer als 10 sein.* Einige Klirr- und IM-NF-Töne haben Frequenzen außerhalb von 300 bis 3000 Hz und können vorteilhaft durch ein NF-*LC*-Filter abgetrennt werden.

Bei rechteckigem Oszillatorspannungsverlauf ist der Intermodulationsabstand doppelt so groß wie in Gl. (2) angegeben. Im Gegensatz zum HF-Schmalbandmischer erzeugen im Produktdetektor nur Krümmungen gerader Ordnung der Übertragungskennlinie Intermodulationstöne. Durch Zuführung des ZF-Signals im Gegentakt kann man Nichtlinearitäten gerader Ordnung kompensieren. Balanceprodukt demodulatoren lassen sich daher intermodulationsarm aufbauen.

Der Rückgang des NF-Pegels beim Abschalten des Schwebungsoszillator-Signals ist kein genaues Maß für den Intermodulationsabstand, weil dadurch die Arbeitspunkte des Produktdetektors verschoben werden.

4. DSB- und A3-Empfang

Beim Empfang von Doppelseitenband (DSB)- oder gewöhnlichen AM-Sendern existiert zu jedem ZF-Ton am Produktdemodulator-Eingang ein Spiegelton. Bei Frequenzabweichung zwischen f_t und f_{osz} entstehen deshalb paarweise verschobene NF-Töne. Das Ohr kann auch bei sehr kleiner Frequenzabweichung nicht den

ursprünglichen Laut rekonstruieren. Die einfachste Methode, diese Sendungen zu empfangen, besteht darin, durch ein trennscharfes ESB-ZF-Filter Träger und zweites Seitenband an dem Erreichen des Produktdemodulators zu hindern. Dadurch verschlechtert sich aber der Rauschabstand um 3 dB.

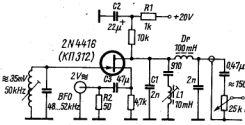


Bild 1 Übersteuerungsfester Produktdetektor mit Sperrschicht-feldeffekttransistor nach *W. Sabin, W Ø IYH*. Bei U_s = 2 × 30 mV beträgt der Intermodulationsabstand zweiter Ordnung a_{IM2} = 38 dB und der Klirrabstand zweiter Ordnung a_{k2} = 50 dB. Der Serienschwingkreis *L1, C1* wird auf f_{osz} = 50 kHz abgestimmt, so daß das Oszillatorsignal am Drain praktisch keine Wechselspannung hervorruft. Die Induktivität der Drossel Dr ist wegen der niedrigen ZF groß bemessen. *R1* und *C2* sieben die Versorgungsspannung gegen Brummen

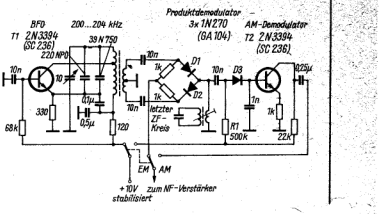


Bild 2 Produktdetektor, AM-Hüllkurvendemodulator und BFO für 200 kHz. Die BFO-Schwingkreiskapazität ist zur Temperaturkompensation aufgeteilt. *R1* gibt der AM-Gleichrichterdiode einen Vorstrom in das Gebiet größter Kennlinienkrümmung, T2 gleicht Pegelverluste bei AM-Gleichrichtung aus

5. Praktische Hinweise

Häufig übersieht der Anfänger, daß die stärkste Komponente im Ausgangsstrom eines Produktdemodulators das verstärkte Oszillatorsignal ist, wenn kein Balancedemodulator verwendet wird. Das Oszillatorsignal ist so stark, daß es die erste Stufe im NF-Verstärker übersteuert. Das demodulierte NF-Signal klingt dann verzerrt.

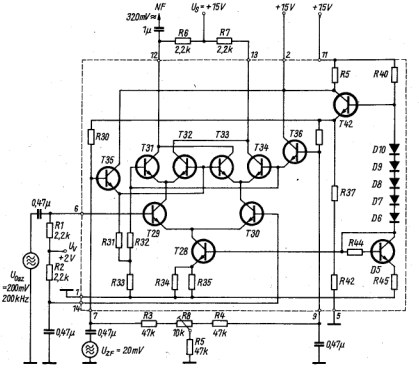


Bild 3 Produktdetektor mit der integrierten Schaltung *B 222D*. T28 arbeitet als Konstantstromquelle, T29 und T30 bilden einen Differenzverstärker. Die Oszillatorspannung U_{osz} steuert die Stromaufteilung von $I_{C\ T28}$ auf T29 und T30. T35 und T36 sind Emitterfolger zur Ansteuerung des Transistorquartetts T31, T32, T33 und T34 mit dem ZF-Signal. U_{ZF} steuert die Stromaufteilung von $I_{C\ T29}$ auf den Differenzverstärker T31, T32 und die Stromaufteilung von $I_{C\ T30}$ zwischen den Transistoren T33 und T34. Das Ausgangssignal kann an den Stiften 12 oder 13 im Eintakt kapazitiv ausgekoppelt oder im Gegentakt entnommen werden.
Im Ausgangssignal erscheint nicht f_{osz} und nicht f_z. Mit *R8* stellt man Trägernull ein.

Garantiedaten: Stromaufnahme $I_{SO} \leq 20$ mA bei
$U_s = +18$ V
Mischverstärkung $G_s \geq 24$ dB
Trägerunterdrückung $a_t = 20 \lg (U_{osz}/U_{12})_{200kHz}$
≥ 10 dB nach Einstellung auf Trägerminimum am Ausgang. Typisch beträgt die Trägerunterdrückung 40 dB.
Die Mischsteilheit steigt bis $U_{osz} = 0{,}1$ V linear mit U_{osz} an, knickt dort um und mündet darüber praktisch in einen Sättigungswert $s_C = 16$ mS.
Die Signalamplitude soll 50 mV nicht überschreiten, damit keine Begrenzungserscheinungen eintreten. Die Vorspannung U_V soll zwischen 1,5 und 2,3 V liegen und ist in diesem Bereich unkritisch. Die Grenzfrequenz der Mischsteilheit beträgt 40 MHz

Auch die ZF-Komponente ist stärker im Ausgangsstrom enthalten als das Nutzsignal. Wenn man keine Vorkehrungen dagegen trifft, kann das ZF-Signal vom Ausgang des Produktdemodulators auf den Eingang des ZF-Verstärkers koppeln und zu Verzerrungen bzw. Selbsterregung Anlaß geben. In ähnlicher Weise kann auch das verstärkte Oszillatorsignal auf den Eingang des ZF-Verstärkers gelangen, den ZF-Verstärker übersteuern und dadurch Verzerrungen, Brummen oder Rauschen hervorrufen.

Wenn das BFO-Ausgangssignal auf den Eingang des HF-Verstärkers koppelt, kommt es zu Pfeifstellen. Aus diesen Gründen blockt man den Kollektor (bzw. das Drain) mit einem 0,1-µF-Scheibenkondensator ab und erdet ihn am gemeinsamen Erdungspunkt des Produktdemodulators. Ebenso wird mit der Versorgungsspannungsleitung verfahren. Nicht selten fällt über diesem noch eine unzulässig hohe ZF- oder Oszillatorspannung ab, und man muß einen *RC*- oder *LC*-Tiefpaß in Kette schalten. Das gilt besonders für $f_z \leq 500$ kHz. Dort nehmen *L* und *C* große Werte an (Bild 1).

Es empfiehlt sich, den Produktdetektor in der Nähe der letzten ZF-Stufe aufzubauen und die Leitungen vom Schwebungsoszillator und zum NF-Verstärker abgeschirmt zu verlegen. Die Abschirmung der Leitung vom Oszillator wird nur am Produktdetektor, die zum NF-Verstärker nur am Erdungspunkt der 1. NF-Stufe geerdet. Wenn man das beachtet, erübrigt sich meist ein Abschirmen des Produktdemodulators.

Der Produktdemodulator ist die brummempfindlichste Stufe im Kurzwellenempfänger. Deshalb muß seine Versorgungsspannung gut gesiebt werden.

6. Schaltungen

Bild 1 zeigt einen sorgfältig konstruierten Produktdetektor mit einem Sperrschichtfeldeffekttransistor. Die hohe Schwebungsoszillatorspannung steuert den Transistor voll aus. Dadurch wird noch ein 35-mV-ZF-Signal verzerrungsarm demoduliert. Durch den niederohmigen Abschluß mit *R2* bleibt die Rauschzahl niedrig. *C3* soll auch bei der unteren Grenzfrequenz des NF-Verstärkers einen Kurzschluß bilden.

In Bild 2 ist ein Balance-Produktdetektor mit zwei Dioden D1, D2 dargestellt. Die Schaltung zeigt bei geringem Aufwand gute Demodulatoreigenschaften. Beim Empfang von Zweiseitenband-Amplitudenmodulation wirkt D3 als Demodulator und T2 als Vorverstärker. Bild 3 bis Bild 5 zeigen Produktdemodulatoren mit handelsüblichen integrierten Schaltungen.

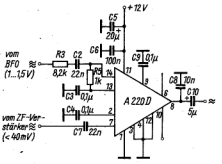


Bild 4 Produktdemodulator für EM- und CW-Empfang mit der IS *A 220 D*

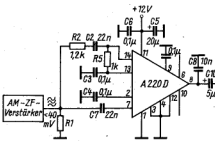


Bild 5 Synchrodyndemodulator für AM-Empfang mit der IS *A 220 D*. Das AM-Signal wird einmal zum Eingang des achtstufigen Begrenzerverstärkers (Stift 14) geführt, dort begrenzt, von Modulationsresten befreit und steuert als Trägerrechtecksignal den Produktdemodulator. Über Stift 7 wird das AM-Zweiseitenbandsignal dem zweiten Eingang des Doppelbalancemischers im Innern zugeführt und durch das Trägerrechtecksignal vom ersten Eingang kohärent demoduliert. Die Trägerfrequenz des AM-Signals braucht nicht besonders stabil zu sein

Transistorallverstärker TAV 70 (Blatt 1)

1. Zweck

Mit dem Transistorallverstärker *TAV 70* werden Fernsprechkanäle entdämpft und entzerrt, die über bespulte oder unbespulte Niederfrequenz-Kabel geführt sind. Außerdem paßt der *TAV 70* Ruf und Pegel zwischen unterschiedlichen Fernsprech-Übertragungsgeräten an.
Der *TAV 70* wird in zwei Varianten geliefert:
- als Einkanalgerät in tragbarer Kofferausführung (*TAV 70 K*),
- als Achtkanalgerät in stationärer bzw. mobil einsetzbarer Gestellbauweise (*TAV 70 S*).

Beide Ausführungen enthalten alle zum Betrieb und zum Einmessen von NF-Fernsprechkanälen erforderlichen Baugruppen.

2. Grundlagen der niederfrequenten Fernsprechübertragungstechnik

Bei einem über niederfrequente Übertragungswege (Kabel und Leitungen) übertragenen Fernsprechsignal treten auf den Übertragungswegen Leistungsverluste auf. Als Maß für diese Leistungsverluste wird das logarithmische Verhältnis von Eingangsleistung N1 und Ausgangsleistung N2 gewählt. Es ergibt sich

$$a = 10 \lg \frac{N_1}{N_2};$$

a – Dämpfung in dB (Dezibel).
Die Dämpfung a ist frequenzabhängig und entspricht in ihrem prinzipiellen Verlauf den Kurven in Bild 1.
Für eine ordnungsgemäße Übertragung des Signals darf die Dämpfung bestimmte Werte nicht überschreiten. Gleichzeitig wird gefordert, daß die Dämpfungsverzerrung, also die bei den Eckfrequenzen auftretende Dämpfung, gegenüber der Dämpfung bei 800 Hz in bestimmten Grenzen gehalten wird.
Sowohl für die zwischen Sender und Empfänger zulässige Dämpfung (Restdämpfung) als auch für die maximale Dämpfungsverzerrung gibt es internationale Festlegungen [1].
Aufgabe der Fernsprechverstärker ist es, durch Verstärkung der Signale die auftretenden Dämpfungen zu kompensieren und gleichzeitig durch eine frequenzabhängige Verstärkung die aufgetretenen Dämpfungsverzerrungen auszugleichen. Das bedeutet, daß im Bereich des Frequenzbands von 300 bis 3400 Hz ein möglichst linearer Dämpfungsverlauf gewährleistet wird.

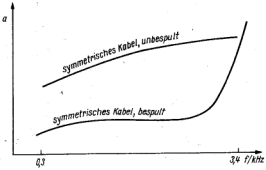


Bild 1 Frequenzabhängige Leitungsdämpfung

3. Grundsätzlicher Aufbau der Fernsprechverstärker

Fernsprechverstärker werden grundsätzlich nach drei Varianten unterteilt (Bild 2):
- Vierdrahtverstärker zum Entdämpfen und Entzerren von Vierdrahtleitungen,
- Zweidrahtverstärker zum Entdämpfen und Entzerren von Zweidrahtleitungen,
- Übergangsverstärker zur Gewährleistung des Übergangs von Vierdraht- auf Zweidrahtleitungen und umgekehrt.

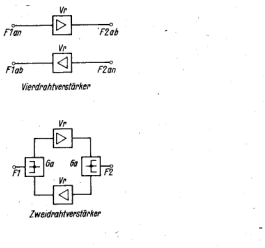


Bild 2 Verstärkergrundschaltungen

3.1. Baugruppen der Verstärker und ihre Aufgaben

3.1.1. Gabelschaltung Ga

Gabelschaltungen sind stets beim Übergang von Zwei- auf Vierdrahtabschnitte und umgekehrt zur Richtungstrennung der Signale erforderlich.
Sie werden also immer bei Zweidrahtverstärkern an Ein- und Ausgang und bei Übergangsverstärkern an der Zweidrahtseite benötigt.
Ihre für den Betrieb wichtigen Kenngrößen sind:
- die Gabeldämpfung a_g, d. h. die Dämpfung, die zwischen Zweidrahtseite und Vierdrahtausgang bzw. zwischen Vierdraht-eingang und Zweidrahtseite auftritt,
- Die Gabelübergangsdämpfung $a_{gü}$, d. h. die Dämpfung, die zwischen Vierdrahteingang und Vierdrahtausgang auftritt.

Zweidrahtverstärker sind im Prinzip über die Gabelübergangsdämpfung rückgekoppelte Verstärker. Um eine Rückkopplung zu vermeiden, gilt folgende Forderung: die Summe aller Verstärkungen muß kleiner als die Summe aller Dämpfungen sein:

$$\sum s < \sum a;$$

s – Verstärkung, a – Dämpfung.
Nach Bild 3 bedeutet das

$$s_1 + s_2 < a_{gü1} + a_{gü2}.$$

Bei Gabelschaltungen handelt es sich im Prinzip immer um Brückenschaltungen, bei denen der Vierdrahtausgang in der Brückendiagonale liegt. Dadurch hängt die Gabelübergangsdämpfung weitgehend von der Übereinstimmung des Eingangs-

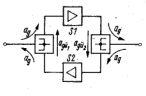


Bild 3 Rückkopplungskreis im Zweidrahtverstärker

scheinwiderstands der Nachbildung $\mathfrak{N}$ mit dem Eingangsscheinwiderstand $\mathfrak{B}$ der angeschlossenen Leitung ab, d. h., je besser diese Übereinstimmung (Nachbildgüte) ist, desto höher kann die Verstärkung eingestellt werden.

3.1.2. Entzerrer

Bei Entzerrern unterscheidet man zwischen Höhenentzerrer E_H und Tiefenentzerrer E_T. Um die unterschiedlichen Frequenzgänge der Leitung entzerren zu können, sind in Verstärkern meist beide Arten enthalten.
Grundsätzlich entzerrt man unbespulte Kabel und Leitungen mit dem Tiefenentzerrer und bespulte Leitungen mit dem Höhenentzerrer.

3.1.3. Rufumgehung RU

Da auf Zweidrahtleitungen meist mit Ruffrequenzen von 25 bis 50 Hz gearbeitet wird, die der Verstärker abriegelt, sind Rufumgehungsschaltungen erforderlich, die den Ruf am Verstärkereingang abnehmen und am Ausgang wieder einspeisen.

4. Beschreibung des Transistorallverstärkers *TAV 70*

Der *TAV 70* enthält neben den bereits genannten Elementen Baugruppen, die in üblichen Fernsprechverstärkern nicht enthalten sind. Auf Grund der spezifischen Einsatzbedingungen des *TAV 70* mußten sie mit im Gerät integriert werden.
Diese Baugruppen sind Tonrufempfänger und Tonrufgeneratoren, die eingebaute Stromversorgung, die Abfrageeinrichtung sowie die Prüf- und Meßeinrichtung.

4.1. Verstärkerbaugruppe Vr

Die Verstärkerbaugruppe besteht aus
- zweistufigem Verstärker,
- Regelgliedern zur Einstellung der Verstärkung,
- Höhen- und Tiefenentzerrer.

Die maximale Verstärkung des *TAV 70* als Vierdrahtverstärker beträgt 34,74 dB (4 Np) und läßt sich in Stufen von $3 \times 8{,}69$ dB (3×1 Np) und $10 \times 0{,}87$ dB ($10 \times 0{,}1$ Np) einstellen.

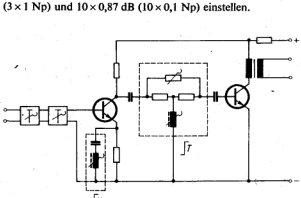


Bild 4 Stromlaufplan des Verstärkers

Der Höhenentzerrer liegt als Reihenschwingkreis parallel zum Emitterwiderstand der ersten Verstärkerstufe. Durch diese Anordnung wächst die Verstärkung mit steigender Frequenz. Mit dem Entzerrerschalter können 7 Entzerrerkurven bis zu einer maximalen Verstärkungsüberhöhung von 6,5 dB (0,75 Np) bei 3400 Hz gegenüber der Verstärkung bei 800 Hz eingestellt werden. Der Tiefenentzerrer wurde als passiver Vierpol zwischen erster und zweiter Verstärkerstufe eingefügt. Mit dem Entzerrerschalter können 5 Entzerrerkurven eingeschaltet werden. Damit erreicht man eine maximale Verringerung der Verstärkung um 11,29 dB (1,3 Np) bei 300 Hz gegenüber der bei 3400 Hz eingestellten Verstärkung (Bild 4).

4.2. Verlängerungsleitung

Am Ausgang der Verstärkerbaugruppe ist zur Einstellung des Ausgangspegels eine aus zwei überbrückten T-Gliedern bestehende Verlängerungsleitung angeordnet. Mit ihr kann der am Ausgang der Verstärkerbaugruppe liegende Pegel von +8,69 dB (+1,0 Np) in Stufen von $3 \times 8{,}69$ dB ($3 \times 1{,}0$ Np) und $10 \times 0{,}87$ dB ($10 \times 0{,}1$ Np) abgesenkt werden.

4.3. Gabelschaltungen

Der *TAV 70* enthält sowohl auf der F1- als auch auf der F2-Seite Gabelschaltungen (s. Bild 5).
Beim *TAV 70 S* sind auf der F1- und der F2-Seite je eine Brükkengabel Ga und eine »rückflußarme Gabelschaltung« Gar angeordnet.
Der *TAV 70 K* hat die Brückengabel nur auf der F2-Seite. Die Gabeldämpfung a_g beider Gabelarten beträgt einheitlich 8,69 dB (1,0 Np). Während bei der Brückengabel unter ungünstigen Bedingungen die Gabelübergangsdämpfung auf $2 \times a_g$ zurückgehen kann, liegt der Vorteil der »rückflußarmen Gabelschaltung« darin, daß ihre minimale Gabelübergangsdämpfung $3 \times a_g$ beträgt. Damit eignet sie sich besonders für Einsatzzwecke, bei denen die bei Brückengabeln notwendige zeitaufwendige Nachbildsuche nicht möglich ist.
Für Datenfernübertragung sind im *TAV 70* die Brückengabeln vorgesehen.
Als Nachbildung wurde an die Brückengabel eine Amtsnachbildung aus der Reihenschaltung eines Kopdensators und eines Widerstands angeschaltet, die den Eingangsscheinwiderstand von Fernsprechgeräten ausreichend gut nachbildet. Für Nachbildungen der Eingangsscheinwiderstände von Leitungen sind im *TAV 70* Leiterplatten mit den Leiterzügen von Hoyt-Nachbildungen enthalten. Sie werden mit den Bauelementen bestückt, die sich aus dem nachzubildenden Eingangsscheinwiderstand ergeben, und können an die Brückengabel angeschaltet werden.

4.4. OB-Rufsatz (RS)

Der OB-Rufsatz besteht aus je einer der F1- bzw. der F2-Seite zugeordneten Rufempfangsschaltung. In ihr wird die ankommende Rufwechselspannung gleichgerichtet. Sie steuert die Rufsendeschaltung, die an der weiterführenden Leitung wieder OB-Rufspannung bzw. auf der F2-Seite auch Erdpotential (umschaltbar auf Minus-Potential) auf der Signalader SI_{ab} einspeist.
Auf der F2-Seite an der Signalader SI_{an} anliegendes Erdpotential (umschaltbar auf Minus-Potential) wird ebenfalls von der Rufempfangsschaltung ausgewertet und legt die OB-Rufspannung an die F1-Seite an.
Der OB-Rufsatz ist sowohl für Zweidraht- als auch für Vierdraht-OB-Ruf umschaltbar.

4.5. Tonfrequenz-Zeichenempfänger (TZE)

Mit dem Tonfrequenz-Zeichenempfänger werden die Rufzeichen nach dem Tonrufverfahren 500/20 Hz (modulierter Tonruf) sowie 2100, 2280 und 3000 Hz (Einfrequenztonruf) ausgewertet und umgesetzt. Er ist über eine unsymmetrische Gabel am Pegel-

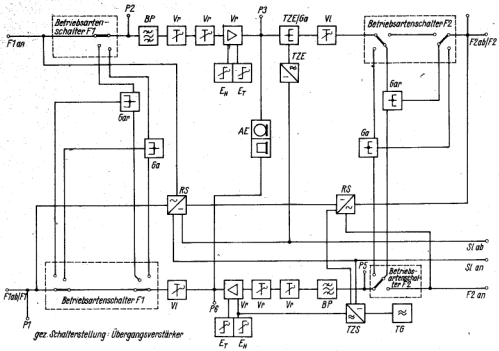


Bild 5 Übersichtsschaltplan des *TAV 70*

punkt 3 (*P*3 im Übersichtsschaltplan) angeschaltet. Da der Pegelpunkt 3 stets auf +8,69 dB (+1 Np) einzumessen ist, erfolgt damit gleichzeitig die pegelrichtige Anschaltung des Tonfrequenz-Zeichenempfängers.
Die auf der F1-Seite anliegenden tonfrequenten Signale werden durch den Tonfrequenz-Zeichenempfänger in Gleichstromsignale umgesetzt. Diese Signale steuern den OB-Rufsatz und stehen damit auf der F2-Seite als OB-Ruf bzw. Erdpotential auf der Signalader SI_{ab} zur Verfügung.
Beim Tonrufverfahren 500/20 Hz arbeitet der Tonfrequenz-Zeichenempfänger mit einer Ansprechverzögerung von ≧ 300 ms. Dadurch wird ein Ansprechen des Empfängers beim Eintreffen von Sprachsignalen, die die Frequenz 500 Hz enthalten, verhindert (Sprachschutz). Bei den Tonrufverfahren 2100 Hz, 2280 Hz und 3000 Hz werden über eine Brückenschaltung alle Frequenzen, die außerhalb der gewählten Tonruffrequenz liegen, ausgewertet. Sie sperren den Transistor des Selektivempfängers und verhindern somit gleichfalls ein Ansprechen des Tonfrequenz-Zeichenempfängers auf Sprachsignale.
Durch die geringe Zeichenverzerrung des Tonfrequenz-Zeichenempfängers bei Einfrequenztonruf (≦ 4 ms) kann der *TAV 70* auch für Tonwahlbetrieb genutzt werden.

4.6. Tonrufgenerator (TG)

Der Tonrufgenerator besteht aus dem Generator für den modulierten Tonruf 500/20 Hz sowie aus einem umschaltbaren Generator für die Tonruffrequenzen 2100, 2280 und 3000 Hz. Über eine durch den OB-Rufsatz gesteuerte Tastschaltung (TZS) wird der Tonruf im Verstärker der F2-F1-Richtung pegelrichtig in den Kanal eingekoppelt.
Voraussetzung für die pegelrichtige Einkopplung ist, daß der Pegelpunkt 6 (*P*6 im Übersichtsschaltplan) auf einen Pegel von +8,69 dB (+1 Np) eingemessen wurde. Die geringe Zeichenverzerrung bei Einfrequenztonruf (≦ 6 ms) gewährleistet wiederum die Betriebsart Tonwahl.

4.7. Bandpaß (BP)

Am Verstärkereingang jeder Übertragungsrichtung liegt ein aus einem Hoch- und einem Tiefpaß gebildeter Bandpaß.
Der Hochpaß mit einer Grenzfrequenz von 300 Hz und Dämpfungspolen bei 50 und 150 Hz soll störende Frequenzen, besonders Netzfrequenzen und deren Oberwellen, vom Verstärkereingang abhalten.
Der Tiefpaß verbessert die Nachbildgüte. Er begrenzt die wirksam übertragene obere Frequenz auf 3400 Hz (umschaltbar auf 2100 oder 2400 Hz). Damit braucht der Scheinwiderstand der angeschlossenen Leitungen bei Zweidrahtbetrieb auch nur bis zu diesen Frequenzen nachgebildet zu werden.

4.8. Abfrageeinrichtung (AE)

Der *TAV 70* hat eine richtungsunabhängige Abfrageeinrichtung. Wegen der geringen Einfügungsdämpfung von ≦ 1,74 dB (≦ 0,2 Np) und der hohen Übergangsdämpfung zwischen den Sprechwegeanschlüssen von ≧ 56,5 dB (≧ 6,5 Np) wirkt sich die Einschaltung der Abfrageeinrichtung nicht störend auf die Verbindung aus.
Eine Rufsende- und Rufempfangsschaltung, die mit dem Rufsatz verbunden ist, gestattet sowohl den Ruf zu den F1- oder F2-Seiten als auch den Empfang eines dort anliegenden Rufes.

4.9. Pegelprüfeinrichtung

Die Pegelprüfeinrichtung besteht aus einem Pegelgenerator mit den Frequenzen 300, 800, 1000, 2700 und 3400 Hz und einem Ausgangspegel von −17,4 dB (−2 Np) sowie aus einem Pegelempfänger mit den Eingangswiderständen 600 Ω (messen) und ≧ 20000 Ω (pegeln).
Beim *TAV 70 K* läßt sich sowohl der Pegelgenerator als auch der Pegelempfänger mit Meßstellenwahlschaltern an die Pegel-

punkte *P1* bis *P6* anschalten. Beim *TAV 70 S* können an die Ein- und Ausgänge des Verstärkers und an die Pegelpunkte *P3* und *P6* (Pegelpunkte +8,69 dB/+1,0 Np) Meßschnüre angeschlossen werden.
Bei beiden Verstärkern ist auch die Prüfung des Ausgangspegels der Tonrufgeneratoren mit der Pegelprüfeinrichtung möglich. Mit der Pegelprüfeinrichtung können Verbindungen grob eingemessen werden. Zur genauen Einmessung sind handelsübliche Meßgeräte erforderlich.

4.10. Stromversorgung

Die Geräte *TAV 70 S* und *TAV 70 K* lassen sich mit Wechselspannung 220 V oder mit Gleichspannung 24 V betreiben. Der *TAV 70 K* arbeitet auch mit eingebauter 12-V-Batterie oder mit 12-V-Fremdspannung. Bei Netz- oder Fremdbatterieausfall wird unterbrechungslos auf die eingebaute Batterie umgeschaltet. Eine Ladeschaltung gewährleistet bei Netzbetrieb die Nachladung der eingebauten Batterie mit einem Ladestrom von etwa 200 mA bis zum Erreichen der Ladeschlußspannung.
Die OB-Rufspannung von etwa 65 V wird bei Netzbetrieb einer gesonderten Wicklung des Netztransformators entnommen.
Bei Batteriebetrieb entnimmt man die OB-Rufspannung einem zum Stromversorgungsteil gehörenden Transverter, der bei Betrieb des *TAV 70 K* mit 12 V Gleichspannung auch die Betriebsspannung des Verstärkers (20 V) bereitstellt.

Literatur

[1] –: Empfehlung G 131 des CCITT, veröffentlicht im Informationsheft des Instituts für Post- und Fernmeldewesen, Heft 76a, Berlin 1962

1. Funkstelle *R 125*

Die mobile Funkstelle *R 125* wird in mehreren Varianten auf dem geländegängigen *Kfz UAZ-69A* aufgebaut (Tabelle 1).

Tabelle 1 Varianten der R 125

Typ	KW-Gerät	UKW-Geräte	UKW-Leistungsverstärker
R 125+	R 104M++	2 × R 105D	2 × UM+++
R 125A	R 104M	2 × R 108D	2 × UM
R 125P	R 104M	2 × R 109D	2 × UM

1.1. Übersicht

Zur *R 125* gehören nach Bild 1 drei Funkgeräte. Dabei können eine KW-Verbindung und zwei UKW-Verbindungen sichergestellt werden. Die Funkstelle kann im Stand und in der Bewegung bis 40 km/h normal arbeiten. Sie ist für die folgenden klimatischen Einsatzbedingungen ausgelegt:
– Temperaturbereich von – 40 bis + 50 °C,
– relative Luftfeuchtigkeit bis 98 %.
Die *R 125* kann im Simplex- und im Duplexbetrieb sowie im Relaisbetrieb – automatisch (mit elektronischen Relais) oder von Hand – betrieben werden.
In einigen Varianten kann ein drittes UKW-Funkgerät aufgerüstet sein; der Platz ist vorgesehen. Dieses Gerät ist mit den beiden anderen nicht identisch.

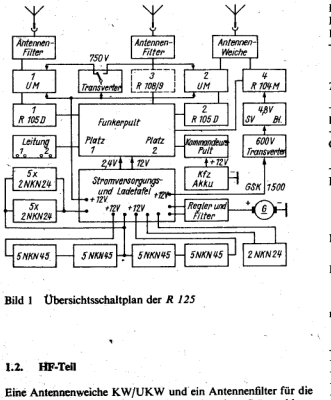


Bild 1 Übersichtsschaltplan der *R 125*

1.2. HF-Teil

Eine Antennenweiche KW/UKW und ein Antennenfilter für die UKW-Geräte stellen hohe Selektion und geringe Störstrahlung durch Oberwellen sicher. Durch die Antennenweiche wird es möglich, über eine Stabantenne mit einem KW- und einem UKW-Gerät gleichzeitig zu arbeiten, was besonders in der Bewegung zweckmäßig ist. Die Aufnahme einer Verbindung ist stets ohne Suchen der Gegenstelle möglich. Alle Funkgeräte können mit dem eingebauten Quarzeichgenerator vor der Verbindungsaufnahme auf ihre Treffsicherheit kontrolliert und bei Bedarf nachgestellt werden.
Über Betriebsarten und HF-Leistungen gibt Tabelle 2 Auskunft. Tabelle 3 enthält die wichtigsten Empfängerdaten. Die verwendeten Antennen und die zu erzielenden mittleren Reichweiten wurden in Tabelle 4 zusammengestellt.

Tabelle 2 Senderleistungen

Gerät	Betriebsart	Senderleistung	Bemerkungen
R 104M	tragbar A3	1 W	Fernbedienung
R 104M	tragbar A1	3,5 W	über 300 m leichtes Feldkabel
R 104M	fahrbar A3	10 W	U_A = 600 V aus dem
R 104M	fahrbar A1	20 W	Transverter
R 105/8/9	F3	1 W	FB über 2 km leichtes Feldkabel
R 105D	mit UM	40 W	U_A = 750 V aus dem
R 108/9D	mit UM	50 W	Transverter

Tabelle 3 Empfängerdaten

Gerät	Betriebsart	Empfindlichkeit	$U_{Hörer}$	Signal/Rauschen
R 104	A3	8 µV	1,5 V	3:1
R 104	A1	4 µV	1,5 V	3:1
R 105D	F3	2 µV	1 V	5:1
R 108/9D	F3	2 µV	1 V	10:1

Tabelle 4 Reichweiten

Reichweiten in km			Tag		Nacht++++	
Gerät	Stromversorgung	Antenne	A3/F3	A1	A3/F3	A1
R 104M	4,8 V und 12 V (fahrbar)	Stab	30	50	15	30
		L-Ant.	50	50	30	50
		Teleskopmast	30	50	15	25
R 104M	4,8 V ±0,4 V (tragbar)	Stab	20	30	10	15
		L-Ant.	30	50	15	30
R 105/8/9	4,8 V ±0,4 V	Stab	8...10	–	8...10	–
		Stab auf T-M	20	–	20	–
mit UM	12 V ±1 V	Stab	25	–	25	–
		Stab auf T-M	50	–	50	–

\+ R – P russisch von РАДИОСТАНЦИЯ
++ M – modernisiert, weiterentwickelt
+++ UM – YM russisch von УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ
++++ weil die Reichweite nachts im KW-Gebiet größer ist, wird die mittlere Reichweite geringer angegeben, um die Gegenstelle mit Sicherheit aus dem Störspektrum herauszuhören

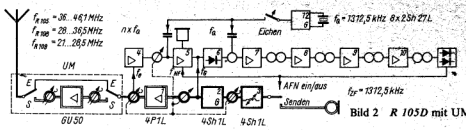


Bild 2 *R 105D* mit UM

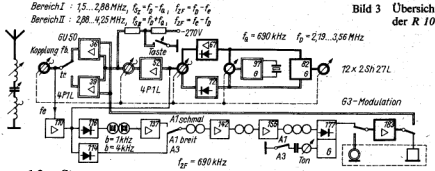


Bild 3 Übersichtsschaltplan der *R 104M*

1.3. Stromversorgung

Zur Stromversorgung werden Nickel-Cadmium-Akkumulatoren vom Typ *2NKN24* (2,4 V; 24 Ah) und *5NKN45* (6 V; 45 Ah) verwendet (Bild 1). Für die *R 104M* und für die *R 105/8/9D* werden je 2 Akkumulatoren vom Typ *2NKN24* benötigt. In je einem Transverter werden aus 12 V die benötigten höheren Spannungen (*R 104* fahrbar und UM) erzeugt. Ein Transverter kann für beide UM abwechselnd benutzt werden (s. Bild 1).
Je ein Satz Akkumulatoren für jedes Funkgerät kann ständig – im Stand und in der Bewegung bis 40 km/h – durch den vom Motor angetriebenen Generator *GSK 1500* geladen werden. Für das Funkerpult werden ein Akkumulator *2NKN24* und 12 V benötigt. Die Stromversorgung ist funkentstört.

2. UKW-Funkstelle *R 105D*

Die *R 105D* ist ein Transceiver (Bild 2). Generator, Reaktanzstufe, Antennenabstimmkreis und Stromversorgungsblock werden beim Empfang und beim Senden genutzt. Der Oszillatorkreis des ECO – eine induktive Dreipunktschaltung – ist auf die halbe Sendefrequenz abgestimmt. Durch Verdopplung im Anodenkreis erhält man die benötigte Frequenz. Diese Methode erhöht die Frequenzgenauigkeit. Der Empfänger, ein Einfachsuper, wird zum Eichen des Oszillators in Verbindung mit einem Quarzeichgenerator genutzt. Oberwellen der f_O als Nachbildung der Empfangsfrequenz werden in den zweiten HF-Verstärker, der gleichzeitig als NF-Verstärker arbeitet, eingekoppelt. Die so mit dem Oszillator gebildete ZF wird mit der in den ZF-Verstärker eingekoppelten ersten Harmonischen des Quarzes verglichen. Durch Zu- und Abschalten eines zweiten Drehkondensator-Pakets wird der Generatorkreis zwischen Senden und Empfang in seiner Frequenz umgeschaltet. Die Geräte *R 105/8/9D* unterscheiden sich nur im Frequenzbereich (Bild 2).

3. KW-Funkstelle *R 104M*

Die *R 104M* ist ein Transceiver. Durchstimmbarer Generator, Pufferstufe, Zwischenkreise, Antennenkreis, NF-Verstärker und Stromversorgungsblock werden beim Empfang und beim Senden verwendet. Der durchstimmbare Generator wird ohne Frequenzumschaltung für beide Frequenzbereiche genutzt. Man eicht ihn mit dem Quarzgenerator. Je Bereich ergeben sich 2 Eichpunkte auf der Skale. Bei der Sendefrequenzaufbereitung werden am Ausgang der Gegentaktmischstufe die Differenzfrequenz (I) oder die Summenfrequenz (II) ausgesiebt (Bild 3). Durch Umschaltung der Senderendstufe wird die jeweilige Ausgangsleistung (Tabelle 2) erreicht: tragbar oder fahrbar.
Die A1-Tastung wird durch Sperrspannungstastung der Steuerspannung realisiert.